



**Creer...Crear...Crecer**

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO  
FACULTAD DE INGENIERÍA**

Tesis para acceder al título de  
**Doctor en Ciencias de la Ingeniería**

**DIAGNÓSTICO DE AVERÍAS EN BOBINADOS DE  
ESTÁTOR DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS  
ROTATIVAS**

**Ing. Manuel Armando Mazzoletti**

DIRECTOR: Dr. Ing. Guillermo R. Bossio

CO-DIRECTOR: Dr. Ing. Cristian H. De Angelo

Río Cuarto, Córdoba - Argentina. Marzo de 2017



## COMISIÓN ASESORA Y JURADO

**Dr. Ing. Humberto Pinheiro.**

Centro de Tecnología, Universidad Federal de Santa María. Santa María, Brasil.

Firma:..... Aclaración:.....

**Dr. Ing. Enrique E. Mombello.**

Instituto de Energía Eléctrica, Universidad Nacional de San Juan. San Juan, Argentina.

Firma:..... Aclaración:.....

**Dr. Ing. Claudio A. Reineri.**

Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto. Río Cuarto, Argentina.

Firma:..... Aclaración:.....

## DEFENSA ORAL Y PÚBLICA

Lugar y fecha:.....

Calificación:.....



*Dedicada a Analía por su amor y comprensión.*

*A mis hijos Madiam, Giuliana y Lautaro.*

*A mis padres Julia y Oscar.*

*A personas especiales que me acompañan en todo momento:*

*Virginia, Gabriela, Cecilia, Lucia y Roberto.*

*A toda mi familia.*



## **Agradecimientos**

El trabajo realizado en esta Tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC). Agradezco a la Universidad Nacional de Misiones (UNaM) por permitirme continuar con mi formación docente en las actividades de investigación. En particular al Centro de Estudios de Energía para el Desarrollo (CEED) por su apoyo incondicional.

Por otra parte agradezco el apoyo y la orientación académica-científica que me brindaron mis directores el Dr. Ing. Bossio Guillermo R. y el Dr. Ing. De Angelo Cristian H. Al director del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) de la UNRC el Dr. Ing. Garcia Guillermo por darme la oportunidad de pertenecer a este grupo de excelentes profesionales; y a todos los demás compañeros del GEA, especialmente al Dr. Ing. Donolo Pablo, al Dr. Ing. Pezzani Martín, al Ing. Rubén Nuñez y al Ing. Roberto Carballo por su amistad y constante colaboración.





## Resumen

En esta Tesis se proponen estrategias para la detección y el diagnóstico de Cortocircuitos Entre Espiras (**CCEE**) en bobinados de estátor de las Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (**MSIP**). La detección de un CCEE en su estado incipiente es fundamental con el fin de reducir la probabilidad de ocurrencia de fallas de mayor gravedad, evitar las paradas no programadas, disminuir los daños y perjuicios económicos y minimizar los riesgos de accidentes.

Para analizar los efectos que ocasiona un CCEE en la MSIP se desarrollan dos modelos dinámicos que incluyen la avería en cualquiera de los bobinados de fase. Estos modelos son validados mediante simulación y resultados experimentales.

Basándose en estos nuevos modelos analíticos, y a partir de la información contenida en las corrientes y/o tensiones medidas sobre los terminales de la MSIP, se proponen dos estrategias de detección y diagnóstico con enfoques diferentes. Una de ellas se implementa usando modelos de procesos y la otra a partir de modelos de señal.

La estrategia de diagnóstico basada en modelos de procesos utiliza un observador de estados y las mediciones de las señales de tensión y de corriente. El residuo para la detección de averías se obtiene de la diferencia entre las corrientes medidas y las estimadas. Este residuo se separa luego en componentes de secuencia con el objetivo de hacerlo menos sensible a otras perturbaciones y al error de los parámetros del observador.

La estrategia de diagnóstico basada en modelos de señal utiliza las tensiones de fase y la tensión medida sobre el punto medio de una fase. En este caso la diferencia entre las tensiones de cada mitad del bobinado se utiliza como residuo para la detección de averías. A diferencia de las propuestas basadas en las señales de corriente, el procesamiento de la tensión de punto medio permite detectar un CCEE incipiente incluso frente a desequilibrios de la tensión de alimentación, cargas asimétricas u otras perturbaciones.

Las propuestas presentadas en esta Tesis permiten detectar los CCEE con la MSIP en línea y en condiciones de funcionamiento tanto estacionarias como transitorias y son poco sensibles a otras perturbaciones reduciendo la posibilidad de falsos diagnósticos. Las mismas son validadas tanto por simulación como de manera experimental mediante prototipos de laboratorio.



## Abstract

Strategies for detection and diagnosis of Inter-turn Short-circuit Faults (**ISF**) in stator windings of Permanent Magnet Synchronous Machines (**PMSM**) are proposed in this Thesis. Detection of incipient IFS is of fundamental importance in order to reduce the probability of occurrence of more serious failures, to avoid unscheduled outages, to reduce economic damages and to minimize the risk of accidents.

In order to analyze the effects of an ISF on the PMSM, two dynamic models are developed that include the fault in any of the phase windings. These models are validated through simulation and experimental results.

Based on these new analytical models, and from the information contained in the currents and / or voltages measured on the terminals of the PMSM, two detection and diagnosis strategies with different approaches are proposed. One of them is implemented using process models and the other is based on signal models.

The diagnostic strategy based on process models uses a state observer and measurements of voltage and current signals. The residual for fault detection is obtained from the difference between the measured and estimated currents. This residual is then separated into sequence components in order to make it less sensitive to other disturbances and to the error on the observer parameters.

The diagnostic strategy based on signal models uses the phase voltages and the voltage measured on the midpoint of a phase winding. In this case the difference between the voltages of each half of the winding is used as a residual for fault detection. Unlike current-based signals, processing of the midpoint voltage allows the detection of an incipient IFS even under imbalances in the supply voltage, asymmetric loads or other disturbances.

The proposals presented in this thesis allow the on-line detection of IFS on the PMSM working both in stationary and transient operating conditions. They are also little sensitive to other perturbations, thus reducing the possibility of false diagnoses. The proposed strategies are validated both by simulation and experimentally using laboratory prototypes.



# Índice general

Índice general	XIII
Índice de figuras	XVII
Índice de tablas	XXI
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Descripción del problema	1
1.1.1. Averías en los bobinados de estátor	2
1.2. Antecedentes	4
1.2.1. Métodos de Detección y Diagnóstico de Averías	5
1.2.1.1. Métodos basados en modelo de señal	5
1.2.1.2. Métodos basados en modelo de proceso	8
1.3. Objetivos	10
1.4. Principales contribuciones	11
1.5. Organización de la Tesis	14
<b>2. Modelado de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes con avería</b>	<b>17</b>
2.1. Introducción	17
2.2. Modelo dinámico con un cortocircuito entre espiras	18
2.2.1. Análisis en bobinados de la fase <i>a</i>	19
2.2.1.1. Marco de referencia <i>abc</i>	19
2.2.1.2. Marco de referencia <i>qd0</i>	21
2.2.2. Análisis en bobinados de la fase <i>b</i>	26
2.2.2.1. Marco de referencia <i>abc</i>	26
2.2.2.2. Marco de referencia <i>qd0</i>	28
2.2.3. Análisis en bobinados de la fase <i>c</i>	29
2.2.3.1. Marco de referencia <i>abc</i>	29
2.2.3.2. Marco de referencia <i>qd0</i>	30
2.3. Modelo dinámico extendido de la MSIP con avería	31
2.3.1. Modelo de la MSIP para el Estado Estacionario	33
2.4. Simulación numérica	36
2.5. Ensayos experimentales	40
2.6. Discusiones finales	46

<b>3. Diagnóstico de averías en bobinados basado en modelo de proceso</b>	<b>49</b>
3.1. Introducción	49
3.2. Desarrollo analítico de la estrategia propuesta	52
3.2.1. Estimador de las Corrientes de Estátor	54
3.2.2. Residuo Vectorial de Corrientes, RVC	55
3.2.2.1. Descomposición en secuencias del RVC	58
3.2.2.2. Recomposición del Residuo Vectorial de Corrientes de Avería, RVCA	60
3.2.3. Diagnóstico de un CCEE en bobinados	61
3.2.3.1. Cancelación del RVCA del RVC	63
3.3. Resultados	63
3.3.1. Simulaciones Numéricas	63
3.3.2. Validación experimental	70
3.3.3. Indicador de severidad	78
3.4. Discusiones finales	81
<b>4. Diagnóstico de averías en bobinados basado en un modelo de señal</b>	<b>83</b>
4.1. Introducción	83
4.2. Desarrollo de la estrategia propuesta	85
4.2.1. Efectos de un CCEE sobre la FEM inducida	86
4.2.1.1. FEM inducida en los bobinados	87
4.2.1.2. FEM inducida sobre los semi-bobinados	88
4.2.2. Modelo de señal para el diagnóstico de un CCEE	89
4.2.2.1. Modelo de señal para un CCEE en la fase <i>a</i>	89
4.2.2.2. Modelo de señal para un CCEE en la fase <i>b</i>	92
4.2.2.3. Modelo de señal para un CCEE en la fase <i>c</i>	93
4.2.3. Atenuación de oscilaciones en la señal de diagnóstico	94
4.3. Validación mediante ensayos experimentales	96
4.3.1. MSIP en régimen estacionario	97
4.3.2. MSIP en régimen transitorio	103
4.3.3. Indicador de severidad	106
4.4. Discusiones finales	109
<b>5. Conclusiones finales y propuestas de futuros trabajos</b>	<b>111</b>
5.1. Conclusiones finales	111
5.2. Propuestas de futuros trabajos	112
<b>Bibliografía</b>	<b>115</b>
<b>Apéndices</b>	<b>127</b>
<b>A. Desarrollo analítico del modelo dinámico con avería</b>	<b>129</b>
A.1. Determinación del modelo con avería en la fase <i>a</i>	129
A.2. Transformación al marco de referencia <i>qd0</i>	130
A.2.1. Términos adicionales de la avería	132
A.3. Modelo para el Estado Estacionario	132
A.3.1. Modelo de los términos de la avería	132

A.3.2. Modelo para el circuito eléctrico adicional . . . . .	133
<b>B. Desarrollo analítico del modelo con bobinados seccionados</b>	<b>135</b>
B.1. Determinación del modelo con avería en la fase <i>a</i> . . . . .	135
B.2. Cálculo de las inductancias . . . . .	137
B.2.1. Inductancias entre semi-bobinados de una misma fase . . . . .	138
B.2.1.1. Inductancias propias . . . . .	138
B.2.1.2. Inductancias mutuas . . . . .	138
B.2.2. Inductancias entre semi-bobinados de fases distintas . . . . .	138
B.2.2.1. Inductancias mutuas entre la fase <i>a</i> y la fase <i>b</i> . . . . .	139
B.2.2.2. Inductancias mutuas entre la fase <i>a</i> y la fase <i>c</i> . . . . .	140
B.2.3. Inductancias entre los semi-bobinados y el circuito de falla . . . . .	141
B.2.3.1. Inductancias propias . . . . .	141
B.2.3.2. Inductancias mutuas entre semi-bobinados . . . . .	141
<b>C. Prototipos implementados</b>	<b>143</b>
C.1. Prototipos de MSIP construidos . . . . .	143
C.1.1. Prototipo MSIP <sub>1</sub> . . . . .	143
C.1.2. Prototipo MSIP <sub>2</sub> . . . . .	147
C.2. Banco de ensayos . . . . .	150





# Índice de figuras

1.1. Composición general de una MER. a) Condición normal. b) Condición defectuosa, bajo los efectos de un cortocircuito entre espiras en bobinado de estátor. . . .	3
1.2. Diagrama general de los Métodos de Detección y Diagnóstico de Averías más relevantes. . . . .	5
2.1. Esquema eléctrico del bobinado de estátor de una MSIP trifásica con un cortocircuito entre espiras en la fase <i>a</i> . . . . .	20
2.2. Circuitos equivalentes de una MSIP con avería en bobinados para el EE. a) Componente de secuencia positiva, b) Componente de secuencia negativa, c) Circuito adicional de avería. . . . .	35
2.3. Diagrama de bloques para la simulación de una MSIP en el referencial <i>qd</i> estacionario. . . . .	36
2.4. Variables eléctricas a partir del modelo dinámico de la MSIP sin avería. a) FEM inducida, b) Tensiones de línea, c) Corrientes de fase. . . . .	38
2.5. Variables eléctricas a partir del modelo dinámico de la MSIP con avería. a) Tensiones de línea, b) Corrientes de fase, c) Corriente de falla, $i_f$ . . . . .	38
2.6. Variación de velocidad angular a partir del modelo dinámico de la MSIP con avería. a) Tensiones de línea, b) Corrientes de fase, c) Corriente de falla, $i_f$ . . . .	39
2.7. Variables eléctricas a partir del modelo dinámico de la MSIP con avería. a) Tensiones de línea, b) Corrientes de fase, c) Corriente de falla, $i_f$ , de la fase <i>a</i> , <i>b</i> y <i>c</i> . . . . .	39
2.8. Esquema del banco de ensayos implementado. . . . .	41
2.9. FEM inducida medidas a bornes de la MSIP sin avería. a) FEM instantáneas para $\omega_r = 1500$ rpm, b) Amplitud de la FEM para diferentes velocidades angulares del rotor. . . . .	41
2.10. Corriente de falla, $i_f$ , medida para la MSIP en vacío. a) 5 espiras en cortocircuito, b) 10 espiras en cortocircuito, c) Espectro de frecuencia para 10 espiras en cortocircuito. . . . .	42
2.11. Tensiones de línea sin avería. a) Medidas a bornes de la MSIP, b) Amplitudes para diferentes velocidades angulares del rotor. . . . .	43
2.12. Corrientes de fase sin avería. a) Medidas a bornes de la MSIP, b) Amplitudes para diferentes velocidades angulares del rotor. . . . .	43
2.13. a) Corrientes de fase con avería, b) Corriente de falla, $i_f$ , para 10 espiras en cortocircuito, c) Tensión a bornes de las espiras en cortocircuito. . . . .	44
2.14. MSIP con 10 espiras en cortocircuito a diferentes velocidades angulares. a) Espectro de la corriente de falla, $i_f$ , b) Espectro de la tensión de falla, $v_f$ . . . . .	45

2.15. Amplitudes de la corriente de falla, $i_f$ , frente a diferentes velocidades angulares. a) En vacío, b) Con carga. . . . .	46
3.1. Método de diagnóstico de averías propuesto basados en ecuaciones de paridad. . . . .	51
3.2. Diagrama en bloques de la estrategia de diagnóstico propuesta. . . . .	53
3.3. Esquema representativo del RVC. a) Representación fasorial de una avería en bobinados de la fase $a$ . b) Diagnóstico de un CCEE en bobinados de estátor. . . . .	62
3.4. Corrientes en el marco de referencia $abc$ con un CCEE en bobinados de la fase $a$ . a) Corrientes con avería. b) Corrientes del modelo sin falla. c) RVC. . . . .	64
3.5. Corrientes en marco de referencia $abc$ con un CCEE en bobinados de la fase $b$ . a) Corrientes con avería. b) Corrientes del modelo sin falla. c) RVC. . . . .	64
3.6. Corrientes en marco de referencia $abc$ con un CCEE en bobinados de la fase $c$ . a) Corrientes con avería. b) Corrientes del modelo sin falla. c) RVC. . . . .	65
3.7. CCEE en bobinados de la fase $a$ , con diferencia de resistencia entre el modelo y el estimador. a) RVC. b) Componente de secuencia positiva. c) Componente de secuencia negativa. . . . .	66
3.8. Diferencia de resistencia entre el modelo y el estimador. a) Componentes de secuencia positiva y negativa del RVCA. b) RVCA recompuesto. c) RVC cancelando el RVCA. . . . .	67
3.9. CCEE en bobinados con desequilibrio de corrientes de carga. a) RVC en coordenadas $qd$ considerando diversas perturbaciones de corriente. b) RVCA. c) RVC cancelando el RVCA. . . . .	67
3.10. RVCA sobre el plano $qd$ . a) RVCA producto de un CCEE en fases diferentes. b) RVCA con variaciones en la resistencia de bobinados, $(1 + \Delta_r)r_s$ . . . . .	68
3.11. RVCA con 3 % de desequilibrio de corrientes sobre el plano $qd$ . a) RVCA incluyendo $(1 + \Delta_r)r_s$ con $\Delta_r = 0, 5$ . b) RVCA incluyendo variaciones de $(1 + \Delta_r)r_s$ y $(1 + \Delta_L)L$ . . . . .	69
3.12. Corrientes de estátor en marco de referencia $qd$ sin avería. a) Medidas a bornes de la MSIP. b) Estimadas mediante el observador de estados. c) RVC. . . . .	70
3.13. Corrientes de estátor en marco de referencia $qd$ con un CCEE en bobinados. a) Medidas a bornes de la MSIP. b) Estimadas mediante el observador de estados. c) RVC. . . . .	71
3.14. Descomposición en secuencias del RVC. a) Componentes de secuencia positiva. b) Componentes de secuencia negativa. . . . .	72
3.15. Posición angular instantánea de los marcos de referencia de secuencia positiva y negativa relativas al marco de referencia estacionario. a) Fase $a$ . b) Fase $b$ . c) Fase $c$ . . . . .	72
3.16. CCEE en bobinados de la fase $a$ . a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante. . . . .	73
3.17. CCEE en bobinados de la fase $b$ . a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante. . . . .	74
3.18. CCEE en bobinados de la fase $c$ . a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante. . . . .	74
3.19. CCEE en bobinados de la fase $a$ con variaciones de parámetros. a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante. . . . .	75
3.20. RVCA sobre el plano $qd$ . a) CCEE en bobinados de la fase $a$ . b) CCEE en bobinados de la fase $b$ . . . . .	76
3.21. RVCA sobre el plano $qd$ . a) CCEE en bobinados de la fase $c$ . b) Superposición de resultados. . . . .	76

3.22. RVCA sobre el plano $qd$ incluyendo $\Delta_r$ . a) Fase $a$ . b) Fase $b$ . . . . .	77
3.23. RVCA sobre el plano $qd$ . a) $\Delta_r$ para un CCEE en bobinados de la Fase $c$ . b) $\Delta_r$ y $\Delta_L$ para un CCEE en bobinados de la Fase $a$ . . . . .	77
3.24. $FSF_{RVCA}$ para diferentes severidades de falla con 100 % de carga a 1500 rpm. (a) Caso sin perturbaciones. (b) Caso con errores de parámetros y desequilibrio de corrientes. . . . .	79
3.25. $FSF_{RVCA}$ para la MSIP bajo diferentes severidades de falla con 100 % de carga. a) 1500 rpm. b) 1200 rpm. c) 900 rpm. . . . .	80
3.26. $FSF_{RVCA}$ para la MSIP bajo diferentes severidades de falla a 1500 rpm. a) 25 % de carga. b) 50 % de carga. . . . .	80
3.27. $FSF_{RVCA}$ para la MSIP en condiciones transitorias. a) Caso 1: CCEE en bobinados de la fase $a$ . b) Caso 2: CCEE en bobinados de la fase $c$ . . . . .	82
4.1. Esquema general de la estrategia propuesta. . . . .	86
4.2. Esquema eléctrico del bobinado de estátor de una MSIP incluyendo un cortocircuito entre espiras en la fase $a$ . . . . .	87
4.3. Esquema de muestreo de señales. . . . .	96
4.4. Variables eléctricas medidas a bornes de la MSIP para el estado estacionario. a) Corrientes de fase, b) Tensiones de línea. . . . .	97
4.5. Tensiones instantáneas medidas a bornes de la MSIP. a) TPM, $v_2$ , b) TPM, $v_1$ , c) TR, $v_{TRa}$ . . . . .	98
4.6. Espectros de frecuencia sin averías con velocidad de operación constante. (a) Tensión de fase $v_{as}$ , (b) TPM, $v_1$ , (c) TR, $v_{TRa}$ . . . . .	98
4.7. Tensiones instantáneas medidas a 1500 rpm con una avería en la fase $a$ . a) TPM, $v_2$ , b) TPM con 10 espiras en cortocircuito, $v_1$ , c) TR, $v_{TRa}$ . . . . .	99
4.8. Espectros de frecuencia para diferentes velocidades angulares del rotor. a) TR, $v_{TRa}$ , b) Corriente de falla, $i_f$ . . . . .	100
4.9. Espectro de frecuencia de la TR remuestreada con diferentes cantidad de espiras en cortocircuito. a) Sin averías, b) 1 espira, c) 2 espiras. . . . .	101
4.10. Espectro de frecuencia de la TR remuestreada con diferentes cantidad de espiras en cortocircuito. a) 3 espiras, b) 5 espiras, c) 10 espiras. . . . .	101
4.11. Tensiones medidas para 10 espiras en cortocircuito en bobinados de la fase $a$ . a) TPM, $v_{2a}$ , b) TPM, $v_{1a}$ , c) TR, $v_{TRa}$ , d) TPM, $v_{2b}$ , e) TPM, $v_{1b}$ , f) TR, $v_{TRb}$ . . . . .	102
4.12. Tensiones medidas para 10 espiras en cortocircuito en bobinados de la fase $a$ . a) TPM, $v_{2c}$ , b) TPM, $v_{1c}$ , c) TR, $v_{TRc}$ , d) TPM, $v_{2abc}$ , e) TPM, $v_{1abc}$ , f) TR, $v_{TRabc}$ . . . . .	103
4.13. Variables eléctricas medidas a bornes de la MSIP. a) Corrientes de fase desequilibradas, $k_{LCUR} = 5\%$ ; b) Tensiones de línea desequilibradas. . . . .	104
4.14. Tensiones de línea desequilibradas con velocidad angular variable. a) Caso 1, b) Caso 2, c) Caso 3, rampa de tensión ascendente. . . . .	104
4.15. Estimación de la posición del rotor. a) Caso I, b) Caso II, c) Caso III, rampa de tensión. . . . .	105
4.16. Tensiones medidas con velocidad variable. a) TPM sin averías, $v_2$ , b) TPM con 10 espiras en cortocircuito, $v_1$ , c) TR, $v_{TRa}$ ; d) Espectro de frecuencia de la TR. . . . .	106
4.17. Tensiones remuestreadas. a) TPM sin averías, $v_2$ , b) TPM con 10 espiras en cortocircuito, $v_1$ , c) TR, $v_{TRa}$ , d) Espectro de frecuencia de la TR. . . . .	106

4.18. a) $FSF_{TR}$ para diferentes severidades de falla y velocidades angulares de operación, b) Curva de nivel del $FSF_{TR}$ . . . . .	108
B.1. Distribución de los semi-bobinados de una fase. . . . .	137
B.2. Distribución de los semi-bobinados de fases diferentes. Distribución 1. . . . .	139
B.3. Distribución de los semi-bobinados de fases diferentes. Distribución 2. . . . .	140
C.1. MSIP utilizada. a) Conductores accesibles. b) Detalle de la bornera implementada con las salidas de los bobinados de fase. c) Primer banco de ensayos construido en laboratorio. . . . .	144
C.2. a) Bobinado de la MSIP. b) Identificación de las 27 ranuras de estátor. c) Propuesta esquema de bobinado 1. d) Propuesta esquema de bobinado 2. . . . .	145
C.3. Distribución del bobinado para la fase <i>a</i> . . . . .	145
C.4. Distribución del bobinado en las 27 ranuras del estátor ( <i>arriba</i> ). Detalle de las conexiones adicionales en una de las bobinas de la fase <i>a</i> , (Bobina $U_{1-30}$ ). ( <i>abajo</i> ) . . . . .	146
C.5. Termografía del bobinado. Distribución del bobinado modificado de la fase <i>a</i> ( <i>izquierda</i> ). Identificación de las espiras en cortocircuito ( <i>derecha</i> ). . . . .	146
C.6. Prototipo experimental MSIP <sub>1</sub> ( <i>izquierda</i> ). Rotor de imanes permanentes ( <i>derecha</i> ). . . . .	147
C.7. Diseño del rotor de imanes permanentes. . . . .	148
C.8. Características constructivas del rotor diseñado. . . . .	148
C.9. Rotor mecanizado ( <i>izquierda</i> ). Bloques de imanes que conforman los polos de la máquina ( <i>derecha</i> ). . . . .	149
C.10. Distribución del bobinado en las 48 ranuras del estátor ( <i>arriba</i> ). Detalle de las conexiones adicionales en una de las bobinas de la fase <i>a</i> , (Bobina $U_{1-18}$ ) ( <i>abajo</i> ). . . . .	149
C.11. Prototipo experimental MSIP <sub>2</sub> ( <i>izquierda</i> ). Rotor de imanes permanentes de NdFeB ( <i>derecha</i> ). . . . .	150
C.12. Sistema de inversores para el control del funcionamiento de la MSIP ( <i>izquierda</i> ). Banco de ensayos definitivo implementado en el laboratorio ( <i>derecha</i> ). . . . .	151
C.13. Banco de ensayos implementado. . . . .	152

# Índice de tablas

2.1. Resumen de los modelos dinámicos propuestos. . . . .	32
5.1. Comparación entre los MDDA propuestos. . . . .	114
C.1. Características del prototipo MSIP <sub>1</sub> . . . . .	147
C.2. Características del prototipo MSIP <sub>2</sub> . . . . .	150



# Lista de símbolos

<i>Símbolo</i>	<i>Definición</i>
$L_M$	inductancia magnetizante;
$L_l$	inductancia de dispersión;
$P$	potencia instantánea;
$T$	par electromagnético;
$Z$	Impedancia;
$\mathbf{L}$	matriz inductancia;
$\mathbf{R}$	matriz resistencia;
$\Psi$	vector flujo;
$\mathbf{i}$	vector de corrientes;
$\mathbf{v}$	vector de tensiones;
$\mu$	factor de falla vectorial;
$\cos$	función trigonométrica coseno;
$\infty$	infinito;
$\int$	integral;
$\mu$	factor de falla;
$\omega$	velocidad angular;
$\phi$	ángulo diferencia entre referenciales;
$\pi$	ángulo pi;
$\psi$	flujo magnético;
$\sin$	función trigonométrica seno;
$\theta$	ángulo relativo a la posición del rotor;

$e$	FEM inducida;
$i$	corriente;
$p$	operador derivada con respecto al tiempo;
$pp$	número de pares de polos;
$r$	resistencia;
$v$	tensión;
$\mathbf{K}_s$	matriz transformación de Park;

<i>Subíndice</i>	<i>Definición</i>
$a, b, c$	variable de la fase a, b y c, respectivamente;
$f$	falla;
$ip$	imanes permanentes;
$q, d$	variable referidas al eje q y d, respectivamente;
$r$	variable referida al rotor;
$s$	variable referida al estátor;

<i>Supraíndice</i>	<i>Definición</i>
$*$	conjugado;
$T$	transpuesta;
$-1$	inversa;



# Lista de Abreviaturas

<b>MER</b>	Máquinas eléctricas rotativas
<b>MI</b>	Máquina de inducción
<b>MS</b>	Máquina síncrona
<b>MSIP</b>	Máquina síncrona de imanes permanentes
<b>CCEE</b>	Cortocircuito entre espiras
<b>CCFT</b>	Cortocircuito entre una fase y tierra
<b>CCFF</b>	Cortocircuito entre fase y fase
<b>CCNH</b>	Cortocircuito entre láminas del núcleo de hierro
<b>MDDA</b>	Métodos de detección y diagnóstico de averías
<b>FFV</b>	Factor de falla vectorial
<b>FSF</b>	Factor de severidad de falla
<b>EE</b>	Estado Estacionario
<b>RVC</b>	Residuo vectorial de corrientes
<b>RVCA</b>	Residuo vectorial de corrientes de avería
<b>TPM</b>	Tensión de punto medio
<b>TR</b>	Tensión residual



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Descripción del problema

Las Máquinas Eléctricas Rotativas (**MER**) tales como las Máquinas de Inducción (**MI**), las Máquinas Síncronas (**MS**) convencionales o las Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (**MSIP**) se utilizan a gran escala integradas en accionamientos eléctricos ya sea como motores en una línea de proceso continuo o como generadores conectados al sistema eléctrico de potencia. Actualmente, es notable el incremento de aplicaciones industriales que utilizan las MSIP debido a que proporcionan gran eficiencia y rápida respuesta dinámica ante cambios en el control de velocidad o del par [1]. No obstante, independientemente del tipo o la función desempeñada, conocer el estado de funcionamiento de las MER es fundamental con el objetivo de evitar interrupciones del proceso no programadas por causa de posibles fallas en sus partes constitutivas.

Según el origen del defecto, las fallas pueden clasificarse en: eléctricas o mecánicas [2]. Entre las fallas eléctricas más importantes se pueden mencionar los problemas originados en los bobinados, tanto de estátor como de rotor, la rotura de barras o anillos en las MI con rotor jaula de ardilla, la desmagnetización o rotura de los imanes permanentes en las MSIP, o los defectos originados en el núcleo magnético, entre otras. Con respecto a las fallas de origen mecánico, se pueden mencionar los problemas ocasionados en los rodamientos, las excentricidades del tipo estática, dinámica o combinada y las desalineaciones entre ejes, entre otras.

Esta Tesis aborda las fallas de origen eléctrico, particularmente, las averías en los bobinados del estátor, descriptas con mayores detalles a continuación.

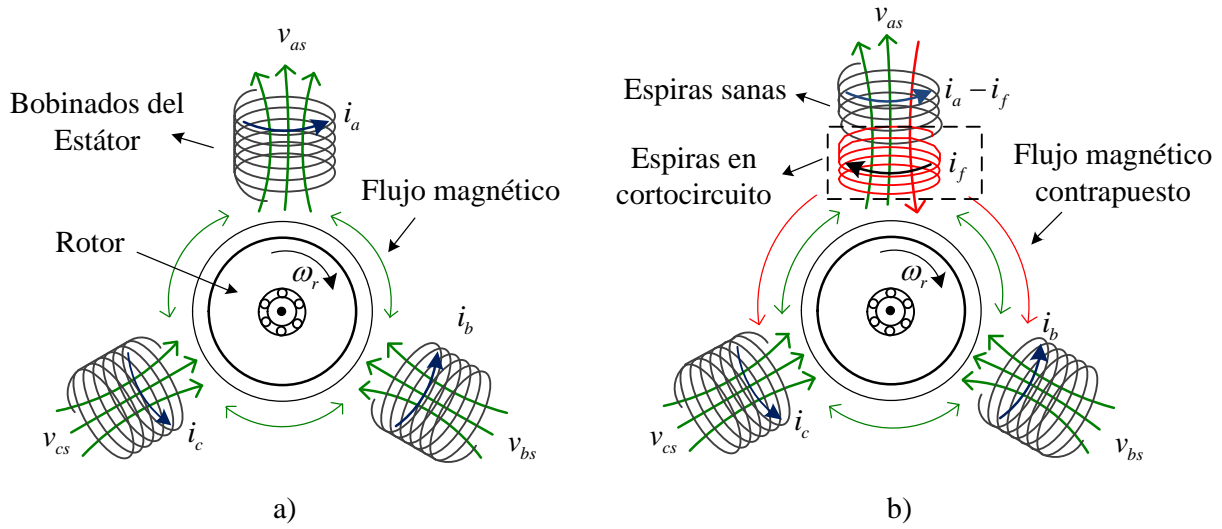
### 1.1.1. Averías en los bobinados de estátor

La mayor cantidad de fallas eléctricas, entre el 30 % – 40 %, se originan en los bobinados del estátor [3–5]. En el estátor, las averías más importantes corresponden a los Cortocircuitos Entre Espiras (CCEE) de los bobinados y, en menor medida, las aperturas de fases, las resistencias de alto contacto por conexiones deficientes y las imperfecciones en las láminas del núcleo, entre otras [6]. Los CCEE en bobinados del estátor son reconocidas como las averías de mayor relevancia dado que, una vez originadas, su rápida evolución deteriora las espiras contiguas favoreciendo la ocurrencia de las fallas de mayor gravedad (conocidas como fallas catastróficas) tales como los Cortocircuitos entre una Fase a Tierra (CCFT), los Cortocircuitos entre Fase y Fase (CCFF) o los Cortocircuitos entre láminas del Núcleo de Hierro (CCNH) [7].

Los CCEE ocurren debido a la degradación del componente dieléctrico de los sistemas de aislación producto de: (i) la sobre elevación de la temperatura, (ii) las sobretensiones, (iii) los desequilibrios o variaciones rápidas de la tensión, (iv) los movimientos relativos entre bobinas por esfuerzos electromecánicos o, (v) las condiciones ambientales desfavorables [8,9].

Para poner en contexto los efectos desfavorables que ocasiona un CCEE, en la Fig. 1.1 se muestra un esquema general de las partes constitutivas de una MER. De forma resumida, la Fig. 1.1a) representa, por un lado, un sistema de conductores dispuestos físicamente dentro de una estructura estática conformando los bobinados de estátor de una máquina trifásica, por otro, un rotor que gira libremente, caracterizado de acuerdo con el tipo de máquina analizada. Para mayores detalles de las configuraciones de bobinados y los tipos constructivos del rotor puede consultarse [10].

Cuando se produce la ruptura eléctrica del componente dieléctrico, las condiciones simétricas que presentan los bobinados de la máquina sin averías dejan de cumplirse. En consecuencia, una corriente de falla circula entre las espiras en cortocircuito sin acusar mayores efectos que un bajo desequilibrio de las corrientes de fase [11] y comparables con los efectos ocasionados por otras perturbaciones externas a las MER tales como el desequilibrio de la tensión de alimentación o las carga asimétricas [12]. Generalmente, la corriente de falla presenta una magnitud considerable que incrementa la temperatura en la zona afectada, originando un campo magnético contrapuesto al flujo inducido en el bobinado de la propia fase dañada, tal como se muestra en la Fig. 1.1b). Particularmente en la MSIP, una reducida cantidad de espiras en cortocircuito genera un flujo



**Figura 1.1:** Composición general de una MER. a) Condición normal. b) Condición defectuosa, bajo los efectos de un cortocircuito entre espiras en bobinado de estátor.

adicional suficiente para ocasionar la desmagnetización parcial de los imanes permanentes alojados en el rotor [13]. En situaciones más desfavorables, la desmagnetización puede llegar a ser total e irreversible [14].

Entonces, teniendo en cuenta los efectos adversos mencionados, es fundamental detectar una avería en su estado incipiente (un número reducido de espiras en cortocircuito) para evitar necesariamente los CCFT, CCFF o los CCNH que pueden ocasionar daños irreversibles.

Con la finalidad de detectar condiciones anormales de funcionamiento, la supervisión rutinaria o continua de las MER se efectúa mediante la verificación de límites o umbrales de tolerancia predefinidos en los dispositivos de protección asociados [5]. Usualmente, estos esquemas de protección actúan una vez producido el defecto; si bien esta simplificada evaluación en ciertos procesos es efectiva, en otros, podría dificultar la detección de averías que se manifiestan gradualmente en el tiempo, tales como los CCEE de los bobinados de estátor.

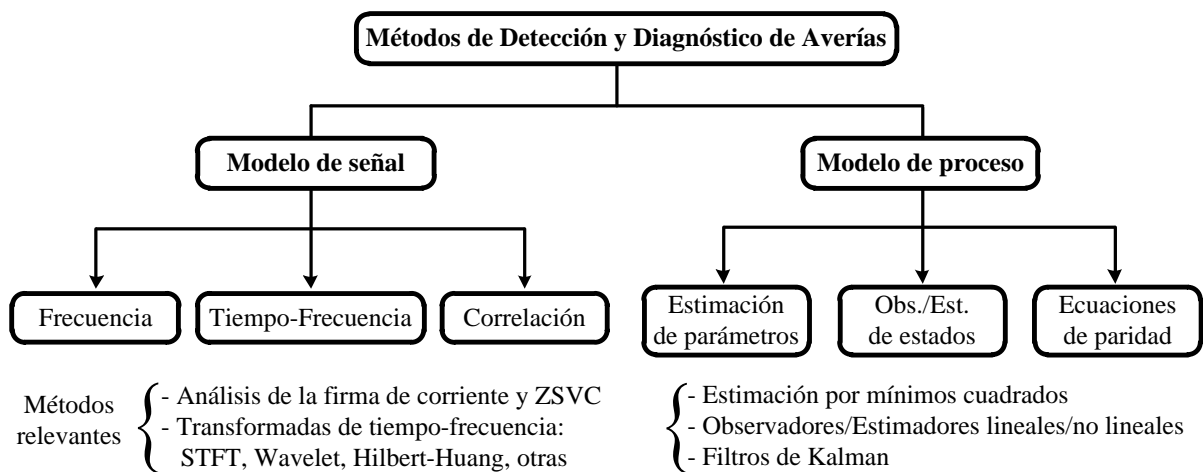
Para brindar soluciones a estos inconvenientes surgen los métodos avanzados para la detección, el aislamiento y la identificación (diagnóstico) de averías basados en el análisis y la evaluación de señales eléctricas o mecánicas [7, 15–21]. Prácticamente, hoy en día la mayoría de los sistemas dedicados al control o los dispositivos de protección de las MER cuentan con la capacidad de registrar señales en tiempo real. De esta manera, es posible utilizar tal información disponible para evaluar continuamente el estado de funcionamiento con el objetivo de detectar e identificar diversas averías en su estado inicial, anticipando la ocurrencia de fallas catastróficas.

El problema se plantea con mayor complejidad al considerar que los efectos de diferentes averías distorsionan las señales eléctricas de manera similar [22], ocasionando ambigüedad respecto del origen que los genera. En estos casos, para lograr un diagnóstico correcto se requiere de un pormenorizado conocimiento del proceso supervisado con el fin de diseñar métodos analíticos confiables, considerando los efectos combinados de averías de naturaleza diferente, e inclusive, teniendo en cuenta las perturbaciones externas a las MER.

## 1.2. Antecedentes

En la Argentina, cerca del 69 % del total de la energía eléctrica consumida por el sector industrial se utiliza para el funcionamiento de las máquinas eléctricas [23]. La tendencia en el uso de las MER indica una tasa de crecimiento sostenido de alrededor del 50 % respecto al número total de máquinas funcionando en el mundo en estos últimos años [6]. En este contexto, las MSIP ofrecen una de las mejores soluciones en aplicaciones que requieren alta eficiencia y rápida respuesta dinámica ante cambios en el control de la velocidad o del par, tales como servomotores para máquinas herramientas, sistemas de tracción y/o propulsión, sistemas de conversión de energía eólica, entre otras [24, 25]. En las MSIP, la distribución de los bobinados en el estátor presenta similares características que las MS convencionales. Sin embargo, una configuración de imanes de aleación conformados por tierras raras [por ejemplo el Neodimio-hierro-boro (**NdFeB**) o Samario-cobalto (**SmCo**)] se sujetan o incrustan en el rotor. Esta particularidad, genera un flujo magnético en el entrehierro, constante y de alta densidad [1], reduciendo significativamente las pérdidas en el rotor debido a la ausencia de bobinados.

En el marco de la temática de investigación, diversos Métodos de Detección y Diagnóstico de Averías (**MDDA**) se han propuesto recientemente [6, 20, 26–31]. La implementación de los MDDA otorga las siguientes ventajas: (i) incrementa la confiabilidad del sistema, disminuyendo la gravedad de accidentes y siniestros; (ii) posibilita la planificación logística de mantenimiento; (iii) protege la integridad de las MER de los efectos destructivos productos de fallas catastróficas y, fundamentalmente, (iv) disminuye los daños y perjuicios económicos debido al tiempo de inactividad productiva y la reparación de los equipamientos deteriorados [5].



**Figura 1.2:** Diagrama general de los Métodos de Detección y Diagnóstico de Averías más relevantes.

### 1.2.1. Métodos de Detección y Diagnóstico de Averías

En la Fig. 1.2 se muestra un esquema general que resume las soluciones más destacadas puestas en contexto con los recientes métodos propuestos en la bibliografía. Las estrategias empleadas para la detección y el diagnóstico de averías, básicamente, pueden clasificarse en: los métodos basados en **Modelo de Señal** y los métodos basados en **Modelo de Proceso** [2, 5]. Estos métodos presentan la particularidad de utilizar las señales eléctricas medidas sobre la máquina en operación para evaluar las condiciones de funcionamiento en línea.

#### 1.2.1.1. Métodos basados en modelo de señal

Los métodos propuestos relacionados con los modelos de señal, generalmente, analizan el espectro de frecuencia de señales eléctricas (corrientes, tensiones, flujo magnético) o mecánicas (vibraciones) para identificar componentes armónicas relacionadas con averías tales como CCEE en bobinados, rotura o desmagnetización de los imanes, excentricidades del rotor, entre otras averías [27, 28, 32–34]. La técnica de mayor difusión aplicada al diagnóstico de averías basada en señales eléctricas se denomina Análisis de la Firma de Corriente (por sus siglas en Inglés: **MCSA**, “*Motor Current Signature Analysis*”) [7, 32, 35]. El MCSA convencional analiza el espectro de frecuencias de solamente una corriente de estátor obtenido mediante la Transformada Rápida de Fourier (**FFT**, “*Fast Fourier Transform*”). Dado que las averías producen cambios o variaciones en las señales analizadas, estos síntomas pueden detectarse comparando la corriente

obtenida para la condición de funcionamiento normal con respecto a la medida en bornes de la máquina en operación [33, 36, 37]. No obstante, las variaciones en la señal pueden atribuirse a diversas perturbaciones tales como las originadas desde la electrónica de potencia asociada al control de las máquinas, los problemas relacionados con la calidad de energía, las variaciones de la velocidad angular o de la carga, errores de medición, o incluso, el efecto combinado de diferentes averías [22, 38]. Por lo tanto, con el fin de evitar falsas alarmas, las señales deben ser procesadas por algún método de diagnóstico adecuado o ser correctamente modeladas [27].

Para el análisis de señales de estado no estacionario, se han propuesto un conjunto de métodos basado en algoritmos de tiempo-frecuencia tales como la aplicación de la Transformada de Fourier de Tiempo Corto (STFT, “*Short-Time Fourier Transform*”), el análisis basado en la transformada wavelets [13, 39, 40], los métodos de distribución basados en Wigner-Ville [41, 42], la transformada de Hilbert-Huang [43] o los filtros de Vold-Kalman para seguimiento de órdenes [19, 44, 45]. En la búsqueda de componentes armónicas relacionadas con averías, complejos algoritmos utilizan filtros adaptativos de forma iterativa con el fin de eliminar la componente fundamental de la señal. Estos métodos presentan buen desempeño frente a las variaciones de velocidad o de la carga, evitando así errores en la detección. Sin embargo, la precisión en el diagnóstico incrementa la complejidad computacional en el procesamiento de datos.

Tal como se mencionó en la Sección 1.1.1, un CCEE en bobinados produce asimetrías en las impedancias de fase generando desequilibrios en las corrientes de estátor. En efecto, cualquiera sea el tipo de perturbación que modifique un sistema polifásico de corrientes o tensiones equilibradas, produce componentes de secuencia negativa [5]. Bajo este concepto, se han propuesto métodos que analizan la corriente de secuencia negativa [46] o el radio del vector corriente [47]. Estos métodos requieren la medición de al menos dos corrientes para su implementación. Además, de modo similar a los inconvenientes mencionados para el MCSA, las posibles perturbaciones externas a la máquina podrían conducir a diagnósticos erróneos. Para minimizar estos problemas se han propuesto métodos basados en la matriz de impedancias de secuencia [48], la teoría de múltiples marcos de referencia [49] o la componente de tensión de secuencia cero (ZSVC, “*Zero Sequence Voltage Component*”) [20, 26]. Los métodos basados en la ZSVC analizan una señal de tensión poco sensible a las variaciones de las corrientes de estátor lo cual permite desacoplar los efectos introducidos desde la electrónica de potencia asociada al control. Aunque, para medir esta tensión se requiere tener acceso al punto neutro de los bobinados del



estátor y, además, generar un neutro ficticio mediante la implementación de una red de resistencias externa adicional. Presentan un buen desempeño a bajas velocidades angulares debido a que los armónicos contenidos en la ZSVC se deben principalmente a la geometría de los imanes permanentes y a los efectos ocasionados por el CCEE. Por otro lado, algunas propuestas analizan, conjuntamente, la combinación de componentes armónicas contenidas en el espectro de frecuencias de las tensiones y de las corrientes de estátor [27]. En particular, un CCEE se detecta identificando la tercera componente armónica en el espectro de frecuencia de la corriente y la primera componente en el espectro de la ZSVC [20, 33].

Otras técnicas utilizan las características de los accionamientos eléctricos asociados a las MER tales como inversores (**VSI**, “*Voltage Source Inverter*”) o arrancadores suaves (**SS**, “*Soft Starter*”). Cuando la máquina se alimenta a través de un VSI, es posible inyectar señales exploradoras de alta frecuencia o en forma de pulsos discretos a fin de detectar y separar los efectos de diferentes tipos de averías. En relación a ello, en [50–52] se utilizan señales exploradoras de tensión en forma pulsos discretos secuenciales o mediante una señal sinusoidal de alta frecuencia aplicadas desde el accionamiento, conjuntamente con la componente fundamental de excitación. Las técnicas de inyección de señales son eficientes para la detección de asimetrías dado que prácticamente no se ven afectadas por las condiciones de operación de la máquina, las variaciones de la carga o las interferencias que puedan introducir los lazos de control del VSI. En cuanto a los SS, en general, los trabajos propuestos en la bibliografía se enfocan en desarrollar eficientes algoritmos de control para optimizar el arranque de las MER [53, 54]. Sin embargo, en [55] se propone un método para la detección de CCEE en bobinados del estátor analizando las componentes de secuencias en el espectro de frecuencia. La técnica presenta buenos resultados aunque desestima en el análisis la inclusión de perturbaciones externas o de la máquina. Existen otros métodos basados en la medición del flujo en el entrehierro [36, 56]. Estos métodos permiten discriminar los efectos combinados de un CCEE en bobinados y las excentricidades del rotor. La técnica empleada es altamente invasiva dado que utiliza un conjunto de bobinas exploradoras ubicadas dentro de la propia estructura del estátor.

Finalmente, se pueden mencionar los MDDA basados en el identificación de patrones sobre la base de grandes conjuntos de datos, empleados cuando la relación entre la avería y sus efectos característicos son parcial o totalmente desconocidos. La implementación de estos métodos requiere de complejos algoritmos de optimización basados en reglas y exhaustivamente entrena-

dos para clasificar patrones de funcionamiento anormales tales como la optimización por nubes de partículas [57, 58], las redes neuronales [59] o las máquinas de soporte vectorial [60]. Estas técnicas dependen fuertemente de las condiciones iniciales dado que son utilizadas como información de entrada para el entrenamiento de los clasificadores, por lo que, ante situaciones de funcionamiento no consideradas, pueden arrojar diagnósticos incorrectos [61].

#### **1.2.1.2. Métodos basados en modelo de proceso**

Los métodos basados en modelo de proceso requieren de un modelo teórico matemático derivado a partir del sistema físico real. En este sentido, los modelos de tiempo continuo se utilizan masivamente para representar el funcionamiento dinámico de las MER, incluyendo los efectos de las averías [11, 57, 62–65]. Para la formulación de los modelos analíticos es necesario contar con un acabado conocimiento del proceso a supervisar, teniendo en cuenta las leyes físicas que rigen el sistema, las simplificaciones asumidas, las restricciones o limitaciones del modelo, las cuales deben considerarse al momento del análisis y la interpretación de los resultados. La mayoría de los modelos se componen de una estructura en forma de ecuaciones diferenciales de parámetros físicos concentrados en un valor numérico constante y expresados en diferentes marcos de referencias [66]. A pesar de tener cierta complejidad matemática, los modelos de procesos son esenciales para proponer y validar MDDA bajo diferentes condiciones de operación. La efectividad de estos métodos depende principalmente de la capacidad que logre el modelo para generar síntomas fiables de las averías.

Un modelo dinámico de referencia para la MI trifásica que incluye un CCEE en una fase se propone en [62]. Para el diseño del modelo con avería se introducen modificaciones al modelo dinámico convencional en diferentes marcos de referencias. Un modelo generalizado, el cual considera los efectos de un CCEE y, además, el de barras rotas en el rotor se presenta en [67]. Por otra parte, en [63] se propone un modelo dinámico con averías avanzado para la MI trifásica que incluye CCEE en cualquiera de las fases de estátor. Este modelo se vale de un factor de falla vectorial que modifica su dirección espacial según el bobinado de fase dañado. En todos los casos, los modelos propuestos reproducen correctamente los efectos de la avería, permitiendo cuantificar la falla en distintas condiciones de funcionamiento.

Bajo los mismos conceptos, recientemente, en [65] y [11] se proponen modelos dinámicos para la MSIP trifásica que incluyen un CCEE en bobinados en el marco de referencia  $abc$  y en

$qd0$ . En ambos casos, se considera que la avería se manifiesta en una de las fases. Por lo tanto, para considerar un CCEE en cualquiera de las tres fases es necesario implementar tres modelos diferentes. Un modelo similar basado en los principios de los circuitos magnéticos acoplados se presenta en [57]. Este modelo en marco de referencia  $abc$  utiliza dos variables, una para representar la severidad de la falla y la otra para su localización. El modelo propuesto es complejo y altamente no lineal, dificultando su utilidad al momento de implementar técnicas para la detección y diagnóstico de averías en línea.

En los casos prácticos, los parámetros de las MER se conocen parcialmente y en muchas ocasiones son totalmente desconocidos. Cuando los parámetros son conocidos, se proponen técnicas que utilizan observadores de estados basados en los modelos dinámicos representados por las ecuaciones diferenciales de parámetros concentrados [63, 68]. Por lo general, las perturbaciones electromagnéticas producidas por las averías modifican los parámetros físicos de las MER. Esta condición de funcionamiento anormal es suficiente para generar una señal de residuo obtenida de la diferencia entre las señales adquiridas durante el estado de operación y las estimadas por un observador basado en el modelo simétrico de la máquina. En este contexto, en [68] se propone utilizar un observador por fase a partir de un modelo con averías en variables  $qd0$ . Basado en un modelo similar pero más avanzado, en [63] se propone utilizar un único observador de estado para generar un vector residuo. De esta forma, el residuo direccional permite cuantificar la severidad de la avería y, además, determinar el bobinado de fase dañado. Es importante mencionar que la señal de residuo resultante podría contener los efectos aditivos de diferentes perturbaciones tales como las variaciones o las incertidumbres paramétricas [11], las asimetrías o irregularidades no modeladas [69], errores inherentes a las mediciones, ruido, entre otras. Por lo tanto, tales aspectos deben considerarse al momento de definir los umbrales para la detección segura, evitando las falsas alarmas. En casos en donde los parámetros son poco conocidos, la mayoría de los métodos utilizan el filtro de Kalman extendido [44, 45, 67] o algoritmos basados en la tensión de secuencia negativa [70]. Los filtros de Kalman proporcionan robustez frente a perturbaciones estocásticas como ser las variaciones de los parámetros o la influencia de ruido en las mediciones. La determinación de los valores óptimos de la matriz de covarianza del filtro es un punto clave a tener en cuenta para minimizar el error de estimación.

Entre los métodos que utilizan modelos más elaborados se pueden mencionar la resolución numérica por elementos finitos (MEF) [71–73]. La detección de asimetrías utilizando MEF se

realiza mediante la observación de la distribución de densidad de flujo magnético en la estructura de la máquina. La aplicación de este método es apropiado al momento de proyectar máquinas eléctricas pero son poco adecuados, en comparación con los modelos de parámetros concentrados, para el diseño de los MDDA en línea dado que la resolución numérica se limita a condiciones de funcionamiento predeterminadas, dificultando el análisis dinámico del sistema. Para obtener resultados precisos se requieren datos específicos sobre los materiales electromagnéticos que constituyen la estructura de la máquina y, además, una adecuada resolución de la malla de elementos finitos, lo que conlleva a un considerable esfuerzo computacional. Existen otros modelos que, con un requerimiento de cálculo medio entre los MEF y los de parámetros concentrados, permiten evaluar asimetrías electromagnéticas o mecánicas tales como los modelos basados en los circuitos múltiplemente acoplados (**MCC**, “*Multiple Coupled Circuits*”) [74, 75], y los circuitos magnéticos equivalentes (**MEC**, “*Magnetic Equivalent Circuits*”) [9, 76, 77]. A diferencia de los MCC, los MEC tiene la capacidad de incluir saturación y pérdidas en el núcleo del estátor [78, 79]. Sin embargo, existen pocos trabajos donde se desarrolle el modelo para incluir CCEE en los bobinados teniendo en cuenta estos fenómenos [80].

En definitiva, es posible concluir que, si bien existen múltiples métodos para la detección y el diagnóstico de averías en los bobinados de estátor de las MER, la mayoría de las soluciones propuestas analizan la avería en solo uno de los bobinados de fase. Además, en muchos casos, no consideran los efectos de las perturbaciones externas o restringen su aplicación a condiciones de operación estacionarias. Por tal motivo, es posible manifestar que aún es necesario desarrollar modelos que permitan incluir una avería en cualquiera de los bobinados de fases con el objetivo de proponer nuevas estrategias que sean capaces de separar los efectos de una avería de otras perturbaciones no deseadas y aplicables en condiciones de carga y velocidad variable.

### 1.3. Objetivos

Sobre la base de las razones expuestas hasta aquí, el objetivo principal de esta Tesis se orienta en la búsqueda de soluciones eficientes para la detección y el diagnóstico de averías en las MER. Se pretende desarrollar e implementar nuevos métodos capaces de detectar y diagnosticar un CCEE en los bobinados de estátor con el fin de evitar fallas catastróficas, disminuyendo los costos de reparación de los equipamientos deteriorados y los perjuicios económicos asociados a

una parada no programada del proceso o la línea de producción.

En cuanto a los objetivos específicos, se pretende diseñar nuevos modelos analíticos que permitan analizar los efectos de un CCEE en cualquiera de los bobinados de estátor de las MER polifásicas, en particular para las MSIP trifásicas. A partir de la revisión bibliográfica se observa que diferentes metodologías pueden aplicarse para lograr el diagnóstico de averías preciso, fiable, adecuado a la aplicación y a las particularidades constructivas de las MER. Por lo tanto, se pretende diseñar MDDA basados en modelos de proceso fundamentados en los modelos con avería propuestos y basados en modelo de señal a partir de la información contenida en las señales eléctricas. Los métodos propuestos deberán detectar un CCEE en su estado incipiente a partir de señales de corriente o de tensión medidas sobre los terminales de las MER, sin intervenir en el estado normal de operación. Además, deberán ser capaces de separar los efectos de la avería de cualquier otra perturbación externa a la máquina y aplicables en condiciones de operación no estacionarias.

Las distintas propuestas se pretenden validar e implementar de manera experimental utilizando prototipos de MSIP bajo distintas condiciones de funcionamiento.

## **1.4. Principales contribuciones**

Los principales aportes de esta Tesis se relacionan con métodos para la detección y diagnóstico de un CCEE en bobinados de las MSIP basados en la medición de señales eléctricas. En la Sección 1.1.1 se mencionó que las averías producidas en los bobinados del estátor, debido a la degradación del sistema de aislación, rápidamente conducen a fallas severas que ocasionan daños irreversibles. En este sentido, se propuso un nuevo modelo dinámico que incluye un CCEE en los bobinados de estátor para una MSIP trifásica. A diferencia de las propuestas anteriores, el modelo dinámico extendido incluye una avería en cualquiera de los bobinados de fase. El desarrollo pormenorizado del modelo propuesto fue publicado en [81]. A su vez, el modelo implementado en plataforma digital fue analizado exhaustivamente mediante simulaciones numéricas en [82] y validado de manera experimental utilizando un prototipo de MSIP en [83].

Tal como se describió en secciones anteriores, los modelos analíticos son fundamentales para el diseño de métodos de diagnóstico de averías. Así, utilizando el modelo dinámico extendido propuesto en esta Tesis se desarrolló un MDDA basado en modelo de proceso. La detección de

un CCEE incipiente se realizó mediante el procesamiento de una señal residual obtenida por la diferencia entre las corrientes de estátor medidas y las estimadas por un observador de estados. Con el objetivo de separar los efectos de la avería de otras perturbaciones, se realizó la descomposición en secuencias de la señal residual (error de corriente) utilizando la teoría de transformación entre marcos de referencias síncronos. Dado que para determinar la Fuerza Electromotriz (**FEM**) generada por los imanes es necesario conocer la posición y la velocidad angular eléctrica, el método utiliza las tensiones medidas para su estimación y, de esta forma, puede implementarse en línea sin la necesidad de utilizar un sensor externo adicional. A partir del error de corriente generado fue posible determinar la severidad y la ubicación de un CCEE en los bobinados de estátor de una MSIP. En definitiva, sobre la base de los resultados obtenidos, se observa que el método propuesto es poco sensible a perturbaciones externas a la máquina y permite la correcta detección y el aislamiento de un CCEE en los bobinados de aproximadamente el 2 % de espiras. La descripción del método propuesto y los resultados obtenidos fueron publicados en [84, 88].

Por otro lado, se propuso un MDDA basado en modelo de señal. El método se implementa a partir de la medición de las tensiones de fase y la Tensión de Punto Medio (**TPM**) medida sobre la mitad del bobinado de fase (semi-bobinado). A diferencia de propuestas anteriores que analizan las corrientes de estátor, la TPM permite evidenciar las averías inherentes a la máquina, separar los efectos de un CCEE de otras averías y, además, desacoplar las perturbaciones no deseadas de origen externo. Para la máquina en condiciones de funcionamiento normal, la TPM medida sobre cada semi-bobinado se caracteriza por presentar una magnitud igual a la mitad de la tensión de fase. Para esta condición, la diferencia entre ambas TPM de una fase (residuo de tensión) resulta en una señal nula, inclusive ante posible perturbaciones ajenas a la máquina tales como los desequilibrios de la tensión de alimentación o los desbalances de carga, entre otras. Por el contrario, un CCEE en bobinados se evidencia inmediatamente en el cambio de amplitud del residuo de tensión debido al desequilibrio de impedancias producido en la máquina. Los resultados experimentales obtenidos mediante un prototipo de MSIP con bobinados modificados demuestran la factibilidad de la propuesta en [85] para aplicaciones que demanden velocidades angulares poco variables.

En aplicaciones de velocidad variable tales como los aerogeneradores que utilizan las MSIP, las oscilaciones de velocidad en el eje se ven reflejadas en variaciones de la FEM inducida y, por consiguiente, en la tensión a bornes de la máquina. En estos casos, para lograr la detección sin

errores, los efectos de las oscilaciones de velocidad deben ser atenuados utilizando alguna técnica conveniente. Para solucionar estos problemas, se propuso un MDDA capaz de rechazar los efectos reflejados en la tensión, debido a las oscilaciones de velocidad, mediante el remuestreo de las tensiones de estátor a incrementos fijos de la posición angular del rotor. En esta propuesta, la posición del rotor se estima a partir de las tensiones medidas, sin la necesidad de incorporar un sensor adicional de posición o de velocidad. Sin embargo, a pesar de rechazar los efectos de las perturbaciones ajenas a la máquina, diferentes averías ocasionan síntomas similares sobre la TPM. Por ello, el pre-procesamiento de las señales permitió analizar el espectro de frecuencia de las tensiones medidas en estado no estacionario utilizando los tradicionales métodos de diagnóstico aplicados para el estado estacionario y, separar correctamente los efectos de un CCEE de otras averías importantes. Los primeros resultados fueron conseguidos con una MSIP prototipo de potencia fraccionaria a fin de evaluar su desempeño en aplicaciones de régimen no estacionario [86]. Finalmente, para validar la propuesta se construyó un nuevo prototipo de MSIP con bobinados de estátor modificados que permitió ajustar la severidad de las fallas y, además, acceder al punto medio de los bobinados de fase, descrito con mayores detalles en la Sección C.1.2 del Apéndice C. Los resultados de esta propuesta fueron divulgados en [87].

Los trabajos que se han publicado como resultado del trabajo de Tesis, y han sido comentados en la presente sección, son los siguientes:

- A Model-Based Strategy for Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in PMSM, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, En prensa.
- Una estrategia basada en modelo de señal para el diagnóstico de cortocircuitos entre espiras en MSIP, *Congreso de IEEE de Argentina (ARGENCON)*, 2016.
- Analysis and validation of a dynamic model for PMSM with stator fault, *XVI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC)*, 2015.
- A new strategy for detection and isolation of stator faults in PMSM, *XVI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC)*, 2015.
- Efectos del cortocircuito entre espiras en máquinas síncronas de imanes permanentes, *Congreso de IEEE de Argentina (ARGENCON)*, 2014.

- Detección de cortocircuitos en las MSIP utilizando la tensión de punto medio, *24 Congreso Argentino de Control Automático (AADECA)*, 2014.
- Detección de cortocircuitos entre espiras en generadores síncronos de imanes permanentes para turbinas eólicas, *Reunión de Trabajo de la Asociación Argentina de Energías Renovables y Medio Ambiente (ASADES)*, 2014.
- Un modelo dinámico de la máquina síncrona de imanes permanentes con falla en el estátor, *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPICXV)*, 2013.
- Detección de asimetrías en el estátor de los motores de inducción accionados por arrancadores suaves, *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPICXV)*, 2013.
- Descomposición en componentes de secuencia de las corrientes de un motor de inducción accionado por un arrancador suave, *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPICXV)*, 2013.

## 1.5. Organización de la Tesis

El documento de Tesis consta de 5 capítulos organizados de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se describieron los principales inconvenientes que desencadenan las fallas en las MER, particularmente, los problemas originados por las averías en los bobinados del estátor. Luego, se mencionaron los trabajos de mayor importancia relacionados con la temática de estudio abordada. A continuación, se plantearon los objetivos principales y específicos y, por último, se describieron las principales contribuciones de esta Tesis relacionados con los MDDA propuestos.

En el Capítulo 2 se presenta un modelo dinámico que incluye un CCEE en bobinados de estátor de una MSIP trifásica. El modelo analítico propuesto se desarrolla considerando la avería en los bobinados de la fase *a*. Seguidamente, se describe el procedimiento para obtener los modelos con avería para las fases *b* y *c*. A partir de los tres modelos formulados, se determina un modelo dinámico extendido que permite incluir un CCEE en cualquiera de los bobinados de fase. A continuación, se obtiene el modelo para el estado estacionario con el objetivo de analizar el error de corrientes para la detección de un CCEE. La estrategia se propone y desarrolla en el



Capítulo 3. Para finalizar el capítulo, se analizan los efectos de un CCEE mediante resultados obtenidos de simulaciones numéricas y, por último, se valida de manera experimental el modelo con averías propuesto para diferentes estados de operación incluyendo múltiples condiciones de falla.

En el Capítulo 3 se propone un MDDA basado en modelo de proceso. Para clarificar el análisis, el método propuesto se desarrolla utilizando el modelo dinámico extendido para el estado estacionario presentado en el Capítulo 2. En primer lugar, se estiman las corrientes de estátor utilizando un observador de estados basado en el modelo analítico convencional de la MSIP. Luego, la detección de un CCEE incipiente se efectúa mediante la generación de un error de corriente (señal de residuo) obtenida mediante la diferencia entre las corrientes medidas y las estimadas por el observador propuesto. Seguidamente, se realiza el procesamiento de la señal de residuo con el fin de separar, principalmente, los efectos producidos por las variaciones de parámetros. En última instancia, se evalúa el desempeño del método propuesto mediante resultados de simulaciones numéricas y de ensayos experimentales obtenidos para diferentes condiciones de funcionamiento y ante diversas perturbaciones.

En el Capítulo 4 se presenta un MDDA basado en modelo de señal. El método utiliza las mediciones de las tensiones de fase y las TPM de los bobinados de estátor de una MSIP. La detección temprana de unas pocas espiras en cortocircuito se realiza mediante la evaluación de una señal de diagnóstico de tensión generada por la diferencia entre las TPM sobre los semi-bobinados de una misma fase. Con el objetivo de cuantificar el número de espiras cortocircuitadas, el modelo de la señal de diagnóstico se obtiene de manera analítica modificando el modelo con averías presentado en el Capítulo 2, a fin de considerar bobinados de fase fraccionados. Dado que diversas aplicaciones utilizan MSIP de velocidad variable, se realiza el procesamiento de las señales utilizando una técnica de remuestreo a intervalos constantes de la posición del rotor para desacoplar los efectos adversos de las oscilaciones de velocidad que dificultan la detección. Finalmente, se presentan los resultados que validan experimentalmente la propuesta.

En el Capítulo 5 se presentan las conclusiones finales, describiendo las similitudes y diferencias de los MDDA propuestos en el Capítulo 3 y en el Capítulo 4. Finalmente, se presentan las propuestas de futuros trabajos.



## Capítulo 2

# Modelado de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes con avería

### 2.1. Introducción

Para el análisis y la validación de los Métodos de Detección y Diagnóstico de Averías (**MDDA**) es fundamental contar con modelos analíticos adecuados a fin de reproducir el funcionamiento dinámico de las MER con la mayor fidelidad posible. En este sentido, una de las mejores opciones para llevar a cabo el diseño de los MDDA se fundamenta en los modelos representados en el marco de referencia  $qd0$ . El modelo dinámico convencional de la MSIP es bien conocido en la literatura [66, 89]. Aunque, se limita a representar el funcionamiento de la MSIP considerando condiciones eléctricas y constructivas simétricas y, por lo tanto, es inadecuado para el análisis de perturbaciones intrínsecas en la máquina que producen asimetrías. Por tal motivo, el objetivo principal de este capítulo es obtener un modelo dinámico para una MSIP trifásica que permita incluir un CCEE en cualquiera de los bobinados de fase del estátor.

Las MSIP pueden clasificarse de acuerdo a la disposición de los imanes en el rotor. En algunos tipos de máquinas, los imanes se adhieren sobre la superficie y en otros se incrustan dentro de la misma estructura. Con respecto al principio de funcionamiento no existe diferencia alguna; la diferencia radica en el modelado de las inductancias de los bobinados. En la mayoría de las propuestas, los modelos representan MSIP con imanes permanentes dispuestos sobre la superficie del rotor [11, 21, 57, 65]. En esta configuración, el entrehierro se vuelve prácticamente constante

dato que la permeabilidad de los imanes de alta densidad de flujo presentan un valor similar al valor de la permeabilidad del aire. En consecuencia, las inductancias se comportan como funciones constantes, sin importar la posición angular del rotor. En otras propuestas, los modelos dinámicos incluyen los efectos del entrehierro no uniforme, tal como sucede cuando los imanes son incrustados en el rotor [90–92]. A diferencia de la configuración anterior, la complejidad del modelo se incrementa dado que las inductancias varían con la posición debido a la geometría del entrehierro.

En definitiva, un modelo preciso siempre es conveniente. El grado de precisión queda determinado por el método utilizado y las hipótesis consideradas para su formulación. En muchas ocasiones los criterios asumidos pueden fundamentarse de acuerdo con la importancia que representa la avería en la máquina. A raíz de ello, los resultados obtenidos deben ser analizados teniendo en cuenta dichas consideraciones de diseño.

En este capítulo, se desarrollan tres modelos analíticos que incluyen un CCEE en bobinados de fase diferentes. A partir de los modelos formulados en el marco de referencia  $abc$  y en el marco de referencia estacionario  $qd0$ , se obtiene un modelo dinámico extendido que considera los efectos de un CCEE cualquiera sea el bobinado de fase en donde se origine el problema. Seguidamente, se obtiene el modelo para el estado estacionario que luego será utilizado para el diseño de un MDDA en el Capítulo 3. Finalmente, se presentan resultados de simulación y experimentales que validan el modelo dinámico propuesto.

## 2.2. Modelo dinámico con un cortocircuito entre espiras

El modelo analítico con avería en bobinados presentado en este trabajo de Tesis se fundamenta a partir del modelo dinámico de la MSIP convencional sin averías [66, 89], y considerando las siguientes hipótesis simplificadoras:

- tanto la configuración del sistema electromagnético como la geometría física de la máquina son simétricamente distribuidas,
- los efectos de una posible saturación magnética del núcleo son despreciables,
- la permeabilidad del hierro se considera infinita,

- se desprecian las pérdidas debido a las corrientes parásitas,
- se considera que tanto los flujos magnéticos como las FEM generadas por los imanes permanentes contienen solo la componente fundamental de secuencia positiva,
- los parámetros del modelo analítico son del tipo concentrados e invariantes en el tiempo.

Bajo estas consideraciones, a continuación se desarrollan de manera analítica los modelos dinámicos que incluyen CCEE en los bobinados de la fase  $a$ , la  $b$  y la  $c$  de una MSIP trifásica.

## 2.2.1. Análisis en bobinados de la fase $a$

### 2.2.1.1. Marco de referencia $abc$

Una avería en los bobinados de estátor puede representarse mediante la inclusión de un circuito eléctrico adicional, tal como se muestra en el esquema de la Fig. 2.1. Este circuito eléctrico está compuesto por una resistencia de contacto o falla,  $r_f$ , la fracción de espiras del bobinado dañado representado por  $\mu r_s$  y  $\mu N_s$  y la corriente de falla,  $i_f$ . El parámetro  $\mu$  define la relación entre la cantidad de espiras en cortocircuito respecto al total de espiras que conforma una fase. Por ejemplo, para una MSIP sin avería en el estátor  $\mu = 0$ . En otro caso, la severidad de una avería queda definida por un valor dado entre  $0 < \mu \leq 1$ , en correlación con la cantidad de espiras afectadas. De esta manera, al momento en que la corriente de falla,  $i_f$ , circula internamente por la fracción de espiras en cortocircuito, la resistencia de los bobinados,  $r_s$ , y el número total de espiras efectivas por fase,  $N_s$ , reducen su magnitud en la proporción  $(1 - \mu)$ .

Entonces, las ecuaciones dinámicas del modelo con avería se obtienen aplicando la segunda Ley de Kirchhoff a la configuración eléctrica presentada en la Fig. 2.1. Este procedimiento se describe con mayores detalles en la Sección A.1 del Apéndice A.

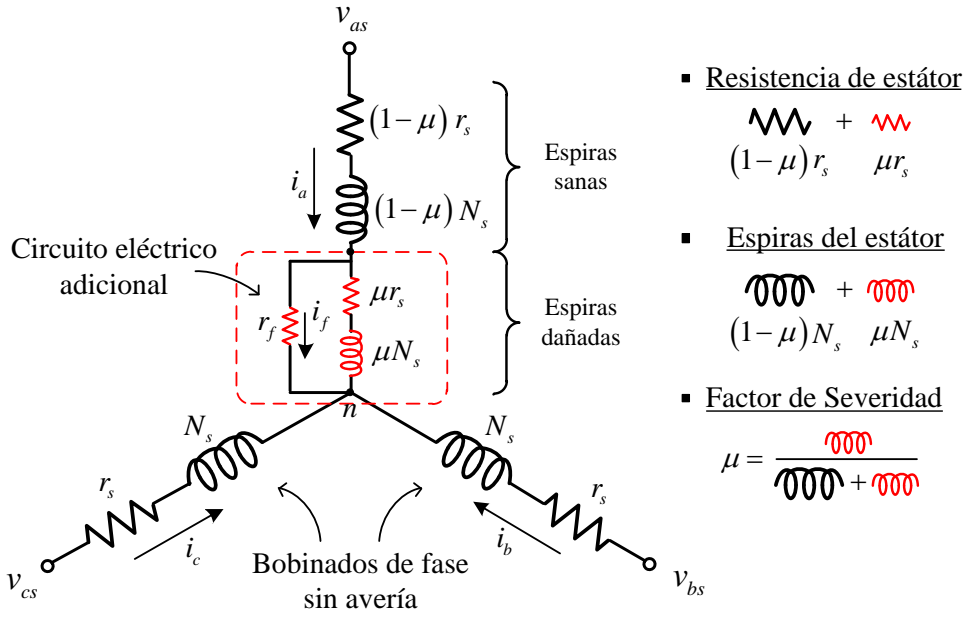
Una vez obtenido el sistema de ecuaciones diferenciales, es posible expresar el modelo dinámico de forma matricial en variables  $abc$  de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{f,abc} = \mathbf{R}_f \mathbf{i}_{f,abc} + p \Psi_{f,abc}, \quad (2.1)$$

donde,  $\mathbf{i}_{f,abc} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]^T$  y  $\mathbf{v}_{f,abc} = [v_a \ v_b \ v_c \ 0]^T$ .

El flujo magnético,  $\Psi_{f,abc}$ , incluyendo la avería esta compuesto por:

$$\Psi_{f,abc} = \mathbf{L}_f \mathbf{i}_{f,abc} + \Psi_{ip,f,abc}, \quad (2.2)$$



**Figura 2.1:** Esquema eléctrico del bobinado de estátor de una MSIP trifásica con un cortocircuito entre espiras en la fase  $a$ .

donde,  $\mathbf{L}_f \mathbf{i}_{f,abc}$ , corresponde al flujo enlazado por las bobinas del estátor y,  $\Psi_{ip,f,abc}$ , es el flujo magnético originado por los imanes permanentes dispuestos en la estructura del rotor.

Las matrices  $\mathbf{R}_f$  y  $\mathbf{L}_f$  contienen los parámetros incluyendo las modificaciones producidas por un CCEE en bobinados de la fase  $a$ , y se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_f = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & -\mu r_s \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ -\mu r_s & 0 & 0 & \mu r_s + r_f \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$$\mathbf{L}_f = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\mu(L_{ls} + L_M) \\ -\frac{1}{2}L_M & L_{ls} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & \frac{1}{2}\mu L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & L_{ls} + L_M & \frac{1}{2}\mu L_M \\ -\mu(L_{ls} + L_M) & \frac{1}{2}\mu L_M & \frac{1}{2}\mu L_M & \mu L_{ls} + \mu^2 L_M \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Y el flujo magnético de los imanes viene dado por:

$$\Psi_{ip,f,abc} = \psi_{ip} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\mu \sin \theta_r \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Desarrollando analíticamente las tres primeras filas de la expresión (2.1) y reagrupando términos, el modelo dinámico en forma matricial puede reescribirse de la siguiente forma:

$$\mathbf{v}_{abc} = \underbrace{\mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + p \Psi_{abc}}_{\text{Modelo sano}} - \underbrace{\mathbf{R}_{f,a} i_f - p \mathbf{L}_{f,a} \dot{i}_f}_{\text{Términos de avería}}. \quad (2.6)$$

donde, los flujos  $\Psi_{abc}$  se representan como:

$$\Psi_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \Psi_{ip,abc}. \quad (2.7)$$

En la expresión (2.6), los términos diferenciados como *Modelo sano* corresponden al modelo dinámico convencional para una MSIP [66, 89]. Por otro lado, los términos diferenciados como *Términos de avería* contienen los parámetros relacionados con la avería  $\mathbf{R}_{f,a}$  y  $\mathbf{L}_{f,a}$ , definidos de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{f,a} = \mu r_s \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{L}_{f,a} = \mu \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M \\ -\frac{1}{2} L_M \\ -\frac{1}{2} L_M \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Por último, el modelo se completa definiendo la potencia instantánea en el entrehierro y el par electromagnético [93], respectivamente, como:

$$P_{f,abc} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c - \mu e_a i_f, \quad (2.10)$$

$$T_{f,abc} = \frac{p_{abc}}{\omega_r}. \quad (2.11)$$

### 2.2.1.2. Marco de referencia $qd0$

Con el propósito de obtener resultados de simulaciones numéricas se obtiene, a continuación, el modelo dinámico con avería en un marco de referencia estacionario  $qd0$ . Para ello, se utiliza la siguiente transformación de variables:

$$\mathbf{f}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abcs}, \quad (2.12)$$

donde, las funciones  $f_{abc}$  representan un conjunto de tensiones, corrientes o flujos magnéticos.

Según [66], la matriz de transformación,  $\mathbf{K}_s$ , se define por:

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

y su inversa viene dada por:

$$(\mathbf{K}_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

donde, la posición y la velocidad angular se relacionan a través de:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega. \quad (2.15)$$

En general, debido a la naturaleza de la falla, los modelos con averías de estátor se diseñan en un marco de referencia estacionario, fijo al estátor de la máquina. En este referencial, la velocidad angular se caracteriza por  $\omega = 0$ . Por lo tanto, bajo esta condición el modelo con avería en el marco de referencia  $qd0$  viene dado por:

$$\mathbf{v}_{qd0} = \underbrace{r_s \mathbf{i}_{qd0} + p \Psi_{qd0}}_{\text{Modelo sano}} - \underbrace{\mathbf{R}_{f,a,qd0} \dot{\mathbf{i}}_f - p \mathbf{L}_{f,a,qd0} \dot{\mathbf{i}}_f}_{\text{Términos de avería}}, \quad (2.16)$$

donde, los flujos  $\Psi_{qd0}$  se representan como:

$$\Psi_{qd0} = \mathbf{L}_{qd0} \mathbf{i}_{qd0} + \Psi_{ip,qd0}. \quad (2.17)$$

La transformación del modelo dinámico presentado se desarrolla de manera detallada en la Sección A.2 del Apéndice A.

En la expresión (2.17), la matriz de inductancias se define de la siguiente manera:

$$\mathbf{L}_{qd0} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

y, los flujos magnéticos de los imanes permanentes vienen dados por:

$$\Psi_{ip,qd0} = \psi_{ip} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$



Por otro lado, los parámetros contenidos en los *Términos de avería*, en la expresión (2.16), se definen como:

$$\mathbf{R}_{f,a,qd0} = \mu r_s \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{L}_{f,a,qd0} = \mu \frac{2}{3} \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \\ 0 \\ -\frac{1}{2}L_{ls} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Para determinar la Fuerza Electromotriz (FEM) inducida en los bobinados de estátor, los flujos de los imanes definidos en (2.19) se derivan con respecto al tiempo de la siguiente manera:

$$p\Psi_{ip,qd0} = \frac{d\theta_r}{dt} \frac{d}{d\theta_r} \Psi_{ip,qd0}, \quad (2.22)$$

reemplazando (2.19) en (2.22) y considerando (2.15), la FEM inducida viene dada por:

$$\mathbf{e}_{qd0} = \omega_r \psi_{ip} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

En general, las máquinas eléctricas presentan simetría eléctrica y mecánica en condiciones de funcionamiento normales para las que fueron diseñadas. Además, en la mayoría de las aplicaciones el punto central de los bobinados no se conecta al neutro del sistema de alimentación, impidiendo la circulación de corrientes de secuencia cero. En tales casos, las componentes de secuencia cero  $v_0$  y  $i_0$ , prácticamente, no afectan la operación de la máquina. Bajo estas consideraciones, se cumple que la sumatoria de corrientes de estátor será igual a cero ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ). Por lo tanto, en este trabajo de Tesis las ecuaciones relacionadas con las señales de secuencia cero se desprecian debido a que no se considera la conexión física del neutro. Sin embargo, en algunos sistemas dichas señales homopolares se encuentran disponibles y son utilizadas para el diseño de MDDA [26,94]. Entonces, despreciando las componentes de secuencia cero, el modelo con avería dado por (2.16) puede expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_q &= r_s i_q + p\psi_q - \frac{2}{3}\mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \right) p \right] i_f, \\ v_d &= r_s i_d + p\psi_d, \end{aligned} \quad (2.24)$$

donde las derivadas de los flujos magnéticos vienen dadas por:

$$\begin{aligned} p\psi_q &= (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)pi_q + e_q, \\ p\psi_d &= (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)pi_d + e_d. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Por último, la potencia instantánea en el entrehierro se define como:

$$P_{f,a,qd} = e_q i_q + e_d i_d - \mu e_q i_f. \quad (2.26)$$

Reemplazando las componentes de FEM (2.23) en (2.26) y teniendo en cuenta la relación (2.11), el par electromagnético en referencial  $qd$  se obtiene de la siguiente manera:

$$T_{f,a,qd} = \psi_{ip} (i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \mu \cos \theta_r i_f). \quad (2.27)$$

Del modelo dinámico asimétrico representado por (2.24)–(2.27), se pueden observar las siguientes particularidades: (i) un modelo con averías magnéticamente acoplado entre fases; (ii) términos adicionales que modifican los parámetros característicos del modelo dinámico convencional; (iii) la severidad de la avería es proporcional tanto a la corriente  $i_f$  como al parámetro  $\mu$ ; (iv) la caracterización de un CCEE en bobinados de la MSIP depende de las particularidades eléctricas del bobinado,  $r_s$ ,  $L_{ls}$  y  $L_M$ .

Para completar el modelo, a continuación, se obtiene la ecuación dinámica del circuito eléctrico adicional (ver en la Fig. 2.1). En primer lugar, se procede a desarrollar de manera analítica los términos contenidos en la 4<sup>ta</sup> fila de (2.1) de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} 0 &= -\mu r_s i_a + (\mu r_s + r_f) i_f - \mu (L_{ls} + L_M) pi_a + \frac{1}{2} \mu L_M pi_b + \frac{1}{2} \mu L_M pi_c \\ &+ (\mu L_{ls} + \mu^2 L_M) pi_f - \mu \psi_{ip} p \sin \theta_r, \end{aligned} \quad (2.28)$$

reagrupando los términos 3<sup>er</sup>, 4<sup>to</sup> y 5<sup>to</sup> a la derecha de la igualdad, la ecuación (2.28) puede expresarse como:

$$\begin{aligned} 0 &= -\mu r_s i_a + (\mu r_s + r_f) i_f - \mu L_{ls} pi_a - \mu L_M p \left( i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \\ &+ (\mu L_{ls} + \mu^2 L_M) pi_f - \mu \psi_{ip} p \sin \theta_r \end{aligned} \quad (2.29)$$

Analizando esta última expresión, se observa que la composición de corrientes dada por  $(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c)$  define la proyección y el escalamiento de las corrientes en  $abc$  sobre el eje de referencia  $q$ , de manera similar a la transformación desarrollada en la Sección A.2 del Apéndice A.

En este caso particular, el eje de referencia de la fase  $a$  se encuentra colineal con el eje estacionario  $q$ , por lo tanto, la corriente y la tensión  $i_q, v_q$  serán funciones equivalentes a  $i_a$  y  $v_a$ , respectivamente [66].

Entonces, realizando la proyección de corrientes y reemplazando en (2.29) la corriente  $i_a$  por su función equivalente  $i_q$ , la expresión puede reescribirse de la siguiente manera:

$$0 = -\mu r_s i_q + (\mu r_s + r_f) i_f - \mu L_{ls} p i_q - \mu \frac{3}{2} L_M p i_q + (\mu L_{ls} + \mu^2 L_M) p i_f - \mu \psi_{ip} p \sin \theta_r, \quad (2.30)$$

agrupando términos relacionados con la corriente  $i_q$  y derivando el 6<sup>to</sup> término a la derecha de la igualdad tal como se realiza en (2.22), se obtiene:

$$0 = -\mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_q + (\mu r_s + r_f) i_f + (\mu L_{ls} + \mu^2 L_M) p i_f - \mu \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r. \quad (2.31)$$

Continuando con el análisis, reemplazando (2.25) en (2.24), la componente de tensión  $v_q$  puede reescribirse de la siguiente manera:

$$v_q = \underbrace{\left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_q}_{\text{Modelo sano}} + \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r - \frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_f, \quad (2.32)$$

separando los términos diferenciados como “*Modelo sano*”, se obtiene:

$$\underbrace{\left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_q}_{\text{Modelo sano}} = v_q - \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r + \frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_f. \quad (2.33)$$

Notar que la expresión a la izquierda de la igualdad de (2.33) se encuentra contenida dentro del 1<sup>er</sup> término a la derecha de la igualdad de (2.31). Entonces, considerando esta analogía, se incluye (2.33) en (2.31) de la siguiente manera:

$$0 = -\mu \left\{ v_q - \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r + \frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_f \right\} + (\mu r_s + r_f) i_f + (\mu L_{ls} + \mu^2 L_M) p i_f - \mu \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r, \quad (2.34)$$

desarrollando esta última expresión obtenida,

$$\begin{aligned} \mu v_q = & \cancel{\mu \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r} - \frac{2}{3} \mu^2 r_s i_f - \frac{2}{3} \mu^2 L_{ls} p i_f - \cancel{\frac{2}{3} \mu^2 \frac{3}{2} L_M p i_f} + \mu r_s i_f + r_f i_f \\ & + \mu L_{ls} p i_f + \cancel{\mu^2 L_M p i_f} - \cancel{\mu \psi_{ip} \omega_r \cos \theta_r}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Una vez cancelados los términos de signo opuestos, finalmente, se obtiene la ecuación para el circuito eléctrico adicional de la avería de la siguiente manera:

$$\mu v_q = \mu \left( 1 - \frac{2}{3} \mu \right) (r_s + L_{ls} p) i_f + r_f i_f. \quad (2.36)$$

De (2.36) se puede observar que la tensión aplicada entre los bornes de las espiras en corto-circuito es una fracción de la tensión de fase cuya magnitud queda definida por la gravedad de la falla,  $\mu$ . También se observa que las limitaciones de la corriente de falla quedan impuestas sólo por las características de los bobinados de la máquina considerados en los parámetros,  $r_s$ ,  $L_{ls}$ , y por la resistencia de contacto de las espiras dañadas representadas por la resistencia de falla,  $r_f$ .

### 2.2.2. Análisis en bobinados de la fase $b$

La presente sección tiene por objetivo desarrollar un modelo dinámico para la MSIP incluyendo un CCEE en bobinados de la fase  $b$ . Teniendo en cuenta que para lograr dicho propósito se requiere de una formulación matemática y de un desarrollo analítico de características similares al realizado para la fase  $a$ ; con el fin de conservar la síntesis de contenido en este trabajo de Tesis se expondrán los siguientes resultados: (i) los parámetros del modelo, en el marco de referencia  $abc$  y en el referencial  $qd0$ , derivados de aplicar la segunda Ley de Kirchhoff para un esquema eléctrico similar al presentado en la Fig. 2.1 pero considerando un circuito eléctrico adicional ubicado en la fase  $b$ ; (ii) el modelo dinámico con avería resultante en el referencial  $qd$ .

#### 2.2.2.1. Marco de referencia $abc$

Primeramente, se reescribe el sistema de tensiones en variables  $abc$  expresado de forma matricial en (2.1) de la Sección 2.2.1, de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{f,abc} = \mathbf{R}_f \mathbf{i}_{f,abc} + p \Psi_{f,abc}, \quad (2.37)$$

donde,

$$\Psi_{f,abc} = \mathbf{L}_f \mathbf{i}_{f,abc} + \Psi_{ip,f,abc}.$$

En este caso, los parámetros del modelo que incluyen un CCEE en la fase  $b$  se definen como:

$$\mathbf{R}_f = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & -\mu r_s \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & -\mu r_s & 0 & \mu r_s + r_f \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

$$\mathbf{L}_f = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & \frac{1}{2}\mu L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & L_{ls} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\mu(L_{ls} + L_M) \\ -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & L_{ls} + L_M & \frac{1}{2}\mu L_M \\ \frac{1}{2}\mu L_M & -\mu(L_{ls} + L_M) & \frac{1}{2}\mu L_M & \mu L_{ls} + \mu^2 L_M \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

y el flujo magnético producido por los imanes permanentes viene dado por,

$$\Psi_{ip,f,abc} = \psi_{ip} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\mu \sin(\theta_r - 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

Luego, desarrollando analíticamente la expresión (2.37) y reordenando los términos se obtiene:

$$\mathbf{v}_{abc} = \underbrace{\mathbf{R}_s \mathbf{i}_{abc} + p \Psi_{abc}}_{\text{Modelo sano}} - \underbrace{\mathbf{R}_{f,b} i_f - p \mathbf{L}_{f,b} i_f}_{\text{Términos de avería}}, \quad (2.41)$$

donde los flujos para la máquina sin averías resultan:

$$\Psi_{abc} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \Psi_{ip,abc}. \quad (2.42)$$

En la ecuación (2.41), los *Términos de avería* de la fase *b* se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{f,b} = \mu r_s \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.43)$$

$$\mathbf{L}_{f,b} = \mu \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}L_M \\ L_{ls} + L_M \\ -\frac{1}{2}L_M \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

### 2.2.2.2. Marco de referencia $qd0$

Para expresar el modelo en el marco de referencia  $qd0$  se realiza un procedimiento similar al presentado en la Sección 2.2.1.2 para la fase  $a$ . Reescribiendo el modelo con avería en el marco de referencia  $qd0$  pero considerando la avería en bobinados de la fase  $b$ , se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathbf{v}_{qd0} = \underbrace{r_s \mathbf{i}_{qd0} + p \Psi_{qd0}}_{\text{Modelo sano}} - \underbrace{\mathbf{R}_{f,b,qd0} i_f - p \mathbf{L}_{f,b,qd0} i_f}_{\text{Términos de avería}}, \quad (2.45)$$

donde, los flujos magnéticos vienen dados por:

$$\Psi_{qd0} = \mathbf{L}_{qd0} \mathbf{i}_{qd0} + \Psi_{ip,qd0}.$$

Como resultado de la transformación aplicada al modelo en marco de referencia  $abc$ , los parámetros contenidos en los *Términos de avería* de (2.45) se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{f,b,qd0} = \mu r_s \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.46)$$

$$\mathbf{L}_{f,b,qd0} = \mu \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} (L_{ls} + \frac{3}{2} L_M) \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} (L_{ls} + \frac{3}{2} L_M) \\ -\frac{1}{2} L_{ls} \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

Finalmente, desarrollando (2.45), el modelo dinámico con un CCEE en la fase  $b$  excluyendo la componente de secuencia cero viene dado por:

$$v_q = r_s i_q + p \psi_q - \frac{1}{2} \left\{ -\frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_f \right\}, \quad (2.48)$$

$$v_d = r_s i_d + p \psi_d - \frac{\sqrt{3}}{2} \left\{ -\frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_f \right\}. \quad (2.49)$$

A su vez, la potencia y el par electromagnético se definen, respectivamente, como:

$$P_{f,b,qd} = e_q i_q + e_d i_d - \mu \left( -\frac{1}{2} e_q - \frac{\sqrt{3}}{2} e_d \right) i_f, \quad (2.50)$$

$$T_{f,b,qd} = \psi_{ip} \left[ i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \mu \left( -\frac{1}{2} \cos \theta_r - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_r \right) i_f \right]. \quad (2.51)$$

Para completar el modelo, primero, se desarrolla de manera analítica la 4<sup>ta</sup> fila de (2.37), luego, se realiza un análisis de características similares al desarrollado en la Sección 2.2.1.2, por último, se obtiene la ecuación dinámica para el circuito eléctrico adicional de la siguiente manera:

$$\mu \left( -\frac{1}{2}v_q - \frac{\sqrt{3}}{2}v_d \right) = \mu \left( 1 - \frac{2}{3}\mu \right) (r_s + L_{ls}p) i_f + r_f i_f. \quad (2.52)$$

### 2.2.3. Análisis en bobinados de la fase $c$

En esta sección se determina el modelo dinámico para la MSIP incluyendo un CCEE en bobinados de la fase  $c$ . Con el fin de conservar la síntesis de contenido se expondrán los siguientes resultados: (i) los parámetros del modelo, en el marco de referencia  $abc$  y  $qd0$ , derivados de aplicar la segunda Ley Kirchhoff considerando el circuito eléctrico adicional en los bobinados de la fase  $c$ ; (ii) el modelo dinámico con avería resultante en el referencial  $qd$ .

#### 2.2.3.1. Marco de referencia $abc$

Refiriéndonos al sistema de tensiones (2.37), es posible definir de manera análoga los parámetros del modelo con un CCEE en la fase  $c$ , de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_f = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & -\mu r_s \\ 0 & 0 & -\mu r_s & \mu r_s + r_f \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

$$\mathbf{L}_f = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & \frac{1}{2}\mu L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & L_{ls} + L_M & -\frac{1}{2}L_M & \frac{1}{2}\mu L_M \\ -\frac{1}{2}L_M & -\frac{1}{2}L_M & L_{ls} + L_M & -\mu(L_{ls} + L_M) \\ \frac{1}{2}\mu L_M & \frac{1}{2}\mu L_M & -\mu(L_{ls} + L_M) & \mu L_{ls} + \mu^2 L_M \end{bmatrix}, \quad (2.54)$$

y los flujos magnéticos producidos por los imanes permanentes vienen dados por,

$$\Psi_{ip,f,abc} = \psi_{ip} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin (\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin (\theta_r + 2\pi/3) \\ -\mu \sin (\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (2.55)$$

En este caso, los *Términos de avería* correspondientes con la ecuación (2.41) cuando la avería afecta el bobinado de la fase  $c$ , se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{f,c} = \mu r_s \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

$$\mathbf{L}_{f,c} = \mu \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}L_M \\ -\frac{1}{2}L_M \\ L_{ls} + L_M \end{bmatrix}. \quad (2.57)$$

### 2.2.3.2. Marco de referencia $qd0$

De manera similar al procedimiento analítico de las secciones 2.2.1.2 y 2.2.2.2 para la fase  $a$  y  $b$ , respectivamente, los parámetros del modelo en el marco de referencia  $qd0$  considerando la avería en bobinados de la fase  $c$ , se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{f,c} = \mu r_s \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.58)$$

$$\mathbf{L}_{f,c} = \mu \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M) \\ -\frac{L_{ls}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Desarrollando el sistema de tensiones (2.45), el modelo con un cortocircuito en la fase  $c$ , sin considerar la componente de secuencia cero, viene dado por:

$$v_q = r_s i_q + p\psi_q - \frac{1}{2} \left\{ -\frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \right) p \right] i_f \right\}, \quad (2.60)$$

$$v_d = r_s i_d + p\psi_d + \frac{\sqrt{3}}{2} \left\{ -\frac{2}{3} \mu \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \right) p \right] i_f \right\}. \quad (2.61)$$

La potencia y el par electromagnético se definen, respectivamente, por:

$$P_{f,qd} = e_q i_q + e_d i_d - \mu \left( -\frac{1}{2} e_q + \frac{\sqrt{3}}{2} e_d \right) i_f, \quad (2.62)$$

$$T_{f,qd} = \psi_{ip} \left[ i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \mu \left( -\frac{1}{2} \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_r \right) i_f \right]. \quad (2.63)$$



Para completar el modelo, resta por determinar la ecuación correspondiente al circuito de la avería. Aplicando un procedimiento analítico de manera similar a las secciones anteriores, la ecuación dinámica vienen dada por:

$$\mu \left( -\frac{1}{2}v_q + \frac{\sqrt{3}}{2}v_d \right) = \mu \left( 1 - \frac{2}{3}\mu \right) (r_s + L_{ls}p) i_f + r_f i_f \quad (2.64)$$

### 2.3. Modelo dinámico extendido de la MSIP con avería

Esta sección tiene por objetivo proponer un modelo extendido que incluya un CCEE en cualquiera de los bobinados de fase de una MSIP trifásica. Para facilitar la formulación, en la Tabla 2.1 se exponen los modelos analíticos obtenidos previamente en las secciones 2.2.1, 2.2.2 y 2.2.3. En la tabla puede apreciarse que los términos relacionados con la avería presentan cierta similitud entre cada modelo, excepto por las constantes de proporcionalidad (en color azul).

Entonces, como resultado de la comparación, es posible definir un Factor de Falla Vectorial (FFV) de la siguiente manera:

$$\boldsymbol{\mu}_{qd} = \mu|_{abc} \begin{bmatrix} n_q \\ n_d \end{bmatrix}, \quad (2.65)$$

donde,  $\mu|_{abc}$  representa la severidad de la avería en la fase  $a$ ,  $b$  o  $c$  y los parámetros  $n_q$  y  $n_d \in \mathbb{R}$ . Por lo tanto, los modelos obtenidos se definen mediante el valor del FFV, de la siguiente manera:

$$\text{avería en bobinados de la fase } a \rightarrow \boldsymbol{\mu}_{qd}|_a = \mu_a [1 \ 0]^T, \quad (2.66)$$

$$\text{avería en bobinados de la fase } b \rightarrow \boldsymbol{\mu}_{qd}|_b = \mu_b \left[ -\frac{1}{2} \ -\frac{\sqrt{3}}{2} \right]^T, \quad (2.67)$$

$$\text{avería en bobinados de la fase } c \rightarrow \boldsymbol{\mu}_{qd}|_c = \mu_c \left[ -\frac{1}{2} \ \frac{\sqrt{3}}{2} \right]^T, \quad (2.68)$$

donde, la norma euclidiana del FFV dada por  $\|\boldsymbol{\mu}_{qd}\| = \sqrt{\boldsymbol{\mu}_{qd}^T \boldsymbol{\mu}_{qd}}$ , indica el porcentaje de espiras en cortocircuito respecto al total que conforman el bobinado de la fase; la dirección determinada por  $\angle \boldsymbol{\mu}_{qd}$ , define la ubicación de la avería en los bobinados de la MSIP. A partir de (2.65)–(2.68), se formula el siguiente modelo dinámico extendido:

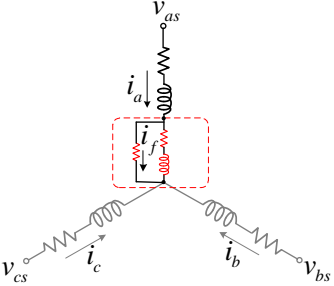
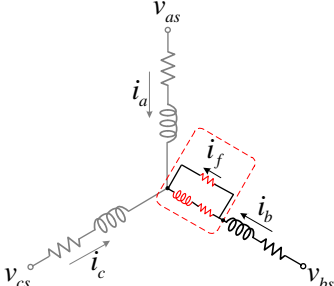
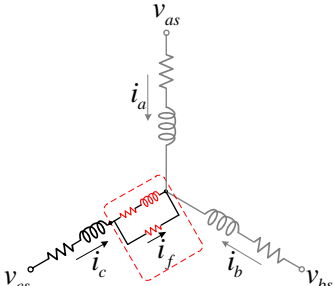
$$\mathbf{v}_{qd} = r_s \mathbf{i}_{qd} + p \boldsymbol{\Psi}_{qd} - \frac{2}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] i_f, \quad (2.69)$$

$$\mathbf{v}_{qd}^T \boldsymbol{\mu}_{qd} = \left[ \|\boldsymbol{\mu}_{qd}\| \left( 1 - \frac{2}{3} \|\boldsymbol{\mu}_{qd}\| \right) \right] (r_s + L_{ls}p) i_f + r_f i_f, \quad (2.70)$$

donde, el flujo magnético viene dado por:

$$\Psi_{qd} = \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) \mathbf{i}_{qd} + \Psi_{ip,qd}.$$

Tabla 2.1: Resumen de los modelos dinámicos propuestos.

Esquemático	CCEE en bobinados de la Fase a
	$v_q = r_s i_q + p\psi_q + \mathbf{1} \left\{ -\frac{2}{3}\mu [r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)p] i_f \right\}$ $v_d = r_s i_d + p\psi_d$ $\mu v_q = \mu \left( 1 - \frac{2}{3}\mu \right) (r_s + L_{ls}p) i_f + r_f i_f$ $P_{f,a,qd} = e_q i_q + e_d i_d - \mu e_q i_f$ $T_{f,a,qd} = \psi_{ip} (i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \mu \cos \theta_r i_f)$
Esquemático	CCEE en bobinados de la Fase b
	$v_q = r_s i_q + p\psi_q - \frac{1}{2} \left\{ -\frac{2}{3}\mu [r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)p] i_f \right\}$ $v_d = r_s i_d + p\psi_d - \frac{\sqrt{3}}{2} \left\{ -\frac{2}{3}\mu [r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)p] i_f \right\}$ $\mu \left( -\frac{1}{2}v_q - \frac{\sqrt{3}}{2}v_d \right) = \mu \left( 1 - \frac{2}{3}\mu \right) (r_s + L_{ls}p) i_f + r_f i_f$ $P_{f,b,qd} = e_q i_q + e_d i_d - \mu \left( -\frac{1}{2}e_q - \frac{\sqrt{3}}{2}e_d \right) i_f$ $T_{f,b,qd} = \psi_{ip} \left[ i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \mu \left( -\frac{1}{2} \cos \theta_r - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_r \right) i_f \right]$
Esquemático	CCEE en bobinados de la Fase c
	$v_q = r_s i_q + p\psi_q - \frac{1}{2} \left\{ -\frac{2}{3}\mu [r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)p] i_f \right\}$ $v_d = r_s i_d + p\psi_d + \frac{\sqrt{3}}{2} \left\{ -\frac{2}{3}\mu [r_s + (L_{ls} + \frac{3}{2}L_M)p] i_f \right\}$ $\mu \left( -\frac{1}{2}v_q + \frac{\sqrt{3}}{2}v_d \right) = \mu \left( 1 - \frac{2}{3}\mu \right) (r_s + L_{ls}p) i_f + r_f i_f$ $P_{f,c,qd} = e_q i_q + e_d i_d - \mu \left( -\frac{1}{2}e_q + \frac{\sqrt{3}}{2}e_d \right) i_f$ $T_{f,c,qd} = \psi_{ip} \left[ i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \mu \left( -\frac{1}{2} \cos \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_r \right) i_f \right]$

Y la potencia y el par electromagnético, respectivamente, se definen como:

$$P_{f,qd} = i_q e_q + i_d e_d - \boldsymbol{\mu}_{qd}^T \boldsymbol{\gamma}(\theta_r) i_f, \quad (2.71)$$

$$T_{f,qd} = \psi_{ip} [i_q \cos \theta_r - i_d \sin \theta_r - \boldsymbol{\mu}_{qd}^T \boldsymbol{\gamma}(\theta_r) i_f], \quad (2.72)$$

donde,  $\boldsymbol{\gamma}(\theta_r) = [\cos \theta_r \quad \sin \theta_r]^T$ .

### 2.3.1. Modelo de la MSIP para el Estado Estacionario

Con el objetivo de proponer MDDA, en la presente sección se obtiene el modelo con averías para el Estado Estacionario (**EE**) a partir del modelo dinámico desarrollado en la Sección 2.3.

La ecuación de tensión del modelo dinámico extendido en variables  $qd$  puede reescribirse de la siguiente manera, [ver la ecuación (2.69)]:

$$\mathbf{v}_{qd} = \left[ r_s + \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) p \right] \left( \mathbf{i}_{qd} - \frac{2}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} i_f \right) + \mathbf{e}_{dq}. \quad (2.73)$$

Para considerar condiciones de funcionamiento asimétricas se plantea un sistema de tensiones trifásicas generalizadas, sin restricciones de módulo y fase, de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{abcs} = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{V}}_{abcs} e^{j\omega_e t} + \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{V}}_{abcs}^* e^{-j\omega_e t} \quad (2.74)$$

donde,  $\tilde{\mathbf{V}}_{abcs} = [V_{as} e^{j\phi_a} \ V_{bs} e^{j\phi_b} \ V_{cs} e^{j\phi_c}]^T$  y  $\tilde{\mathbf{V}}_{abcs}^* = [V_{as} e^{-j\phi_a} \ V_{bs} e^{-j\phi_b} \ V_{cs} e^{-j\phi_c}]^T$  son las amplitudes máximas de los fasores de tensión y su magnitud compleja conjugada, respectivamente.

A partir de este conjunto de tensiones expresadas en marco de referencia  $abc$ , es posible definir el siguiente vector instantáneo en el plano  $qd$  [95]:

$$\mathbf{f}_{qd} = \frac{2}{3} (f_a + a f_b + a^2 f_c) \quad (2.75)$$

donde,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ,  $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$  y las funciones  $f_a$ ,  $f_b$  y  $f_c$  pueden ser reemplazadas por un sistema de tensiones, de corrientes o de flujos magnéticos de la máquina.

Por lo tanto, reemplazando el sistema (2.74) en (2.75) se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathbf{v}_{qd} = \underbrace{\frac{1}{3} (\tilde{V}_{as} + a \tilde{V}_{bs} + a^2 \tilde{V}_{cs})}_{\tilde{V}_{sp}} e^{j\omega_e t} + \underbrace{\frac{1}{3} (\tilde{V}_{as}^* + a \tilde{V}_{bs}^* + a^2 \tilde{V}_{cs}^*)}_{\tilde{V}_{sn}} e^{-j\omega_e t}, \quad (2.76)$$

donde,  $\tilde{V}_{sp}$  y  $\tilde{V}_{sn}$  se definen como el fasor de secuencia positiva y negativa, respectivamente, de acuerdo con la Teoría de Componentes Simétricas [96].

Durante el EE tanto la dinámica eléctrica como la mecánica alcanzan un estado de equilibrio estable. Es decir, tanto la velocidad angular eléctrica como el estado de carga se mantienen poco variantes en un punto de operación específico. Entonces, considerando que la velocidad angular eléctrica se mantiene constante durante la condición de equilibrio y, reemplazando el sistema trifásico de tensiones (2.76) en el modelo (2.73), las soluciones analíticas para las corrientes de EE pueden definirse de la siguiente manera:

$$\mathbf{i}_{qd} = \tilde{I}_{sp} e^{j\omega_e t} + \tilde{I}_{sn}^* e^{-j\omega_e t}, \quad (2.77)$$

Por otro lado, reemplazando en (2.75) el sistema de los flujos magnéticos de los imanes permanentes dados por  $\Psi_{ip,abc}$  y, luego, derivando de acuerdo con (2.22), las soluciones analíticas para las FEM inducida se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{e}_{qd} = \tilde{E}_{sp} e^{j\omega_e t} + \tilde{E}_{sn}^* e^{-j\omega_e t}. \quad (2.78)$$

Finalmente, la solución para el término relacionado con la avería contenido en (2.73) viene dada por:

$$\frac{2}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} i_f = \underbrace{\frac{1}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} \tilde{I}_f e^{j\omega_e t}}_{\tilde{I}_{f,sp}} + \underbrace{\frac{1}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} \tilde{I}_f^* e^{-j\omega_e t}}_{\tilde{I}_{f,sn}}. \quad (2.79)$$

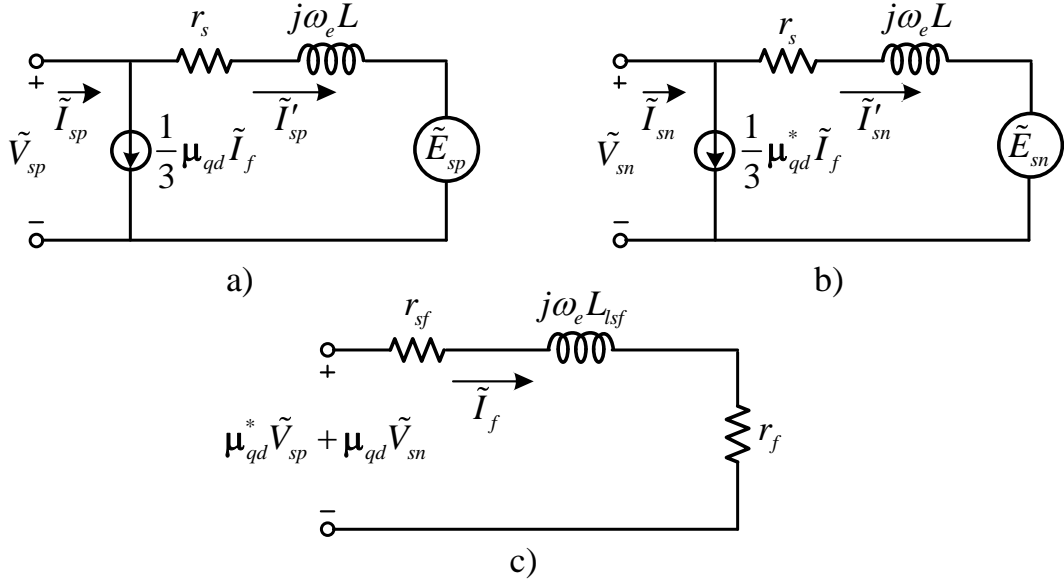
Similar a (2.76), se puede apreciar que (2.79) se conforma de las componentes de secuencias positiva y negativa,  $\tilde{I}_{f,sp}$  y  $\tilde{I}_{f,sn}$ , respectivamente. Remplazando en (2.73) las soluciones obtenidas en (2.76)–(2.79), el modelo de la MSIP con avería para el EE viene dado por:

$$\tilde{V}_{sp} = \left[ r_s + j\omega_e \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) \right] \left( \tilde{I}_{sp} - \frac{1}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} \tilde{I}_f \right) + \tilde{E}_{sp}, \quad (2.80)$$

$$\tilde{V}_{sn} = \left[ r_s + j\omega_e \left( L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \right) \right] \left( \tilde{I}_{sn} - \frac{1}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd}^* \tilde{I}_f \right) + \tilde{E}_{sn}. \quad (2.81)$$

Notar que el análisis realizado hasta aquí no incluye la ecuación dinámica para el circuito adicional del lazo de falla. Por lo tanto, para completar el modelo se reescribe, a continuación, la ecuación dinámica de la avería expresada en la Sección 2.3 de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{qd}^T \boldsymbol{\mu}_{qd} = \left[ \|\boldsymbol{\mu}_{qd}\| \left( 1 - \frac{2}{3} \|\boldsymbol{\mu}_{qd}\| \right) \right] (r_s + L_{ls} p) i_f + r_f i_f. \quad (2.82)$$



**Figura 2.2:** Circuitos equivalentes de una MSIP con avería en bobinados para el EE. a) Componente de secuencia positiva, b) Componente de secuencia negativa, c) Circuito adicional de avería.

Desarrollando el producto escalar entre el vector tensión con el FFV, a la izquierda de la igualdad de (2.82), la tensión en componentes de secuencia aplicada en bornes de las espiras en cortocircuito se obtiene de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{qd}^T \mu_{qd} = \frac{1}{2} \left( \mu_{qd}^* \tilde{V}_{sp} + \mu_{qd} \tilde{V}_{sn} \right) e^{j\omega_e t} + \frac{1}{2} \left( \mu_{qd} \tilde{V}_{sp}^* + \mu_{qd}^* \tilde{V}_{sn}^* \right) e^{-j\omega_e t} \quad (2.83)$$

Para mayores detalles ver el desarrollo analítico en la Sección A.3 del Apéndice A.

Finalmente, reemplazando en (2.82) las soluciones obtenidas para la tensión y la corriente de falla, la ecuación del circuito eléctrico adicional para el EE viene dada por:

$$\mu_{qd}^* \tilde{V}_{sp} + \mu_{qd} \tilde{V}_{sn} = (r_{sf} + j\omega_e L_{lsf}) \tilde{I}_f + r_f \tilde{I}_f \quad (2.84)$$

donde, los parámetros  $r_{sf} = K r_s$  y  $L_{lsf} = K L_{ls}$  con  $K = \left[ \|\mu_{qd}\| \left( 1 - \frac{2}{3} \|\mu_{qd}\| \right) \right]$ .

El modelo obtenido para el EE dado por (2.80), (2.81) y (2.84) puede representarse mediante los circuitos eléctricos equivalentes mostrados en la Fig. 2.2. La Fig. 2.2 a) y la Fig. 2.2 b) representan los circuitos equivalentes para la componente de secuencia positiva y negativa, respectivamente. Notar que para  $\|\mu_{qd}\| = 0$ , ambos circuitos resultantes representan el funcionamiento de la MSIP con tensiones de alimentación desequilibradas. En la Fig. 2.2 c) se muestra el circuito eléctrico equivalente que representa un CCEE en bobinados de estátor.

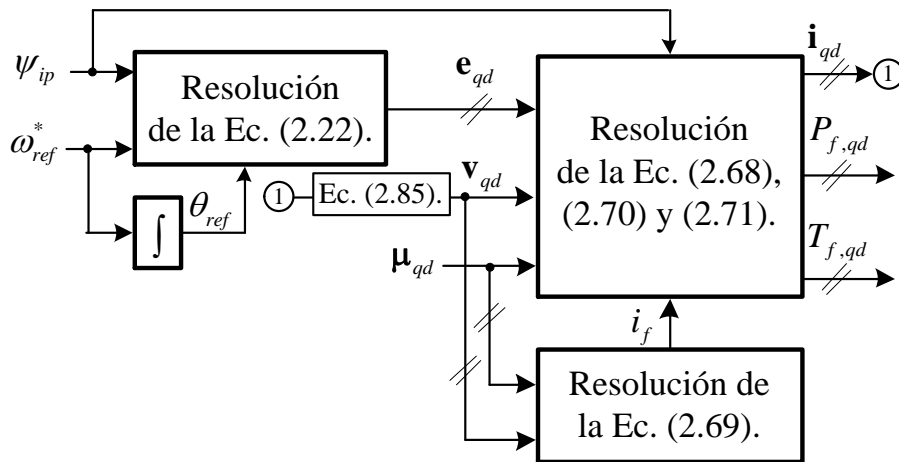
## 2.4. Simulación numérica

Para evaluar el comportamiento de la MSIP ante un CCEE en bobinados de estátor se realizaron ensayos de simulación numérica empleando el modelo extendido de la MSIP con avería propuesto en la Sección 2.3. En la totalidad de los ensayos llevados a cabo se impone una velocidad angular arbitraria en el eje de la MSIP. De esta manera, el modelo en evaluación se comporta como un generador eléctrico, emulando una configuración del tipo *Direct-Drive* utilizadas en los sistemas turbina-generator para la conversión de energía eólica [97]. Sin embargo, no existe restricción alguna para representar otro modo de funcionamiento de la máquina.

En la Fig. 2.3 se muestra el diagrama en bloques implementado para la simulación del modelo en plataforma digital. Conocida la velocidad de referencia  $\omega_{ref}^*$  y el flujo  $\psi_{ip}$  es posible calcular la FEM generada por los imanes permanentes [ver (2.23) en la Sección 2.2.1]. Luego, la resolución analítica del modelo se completa conectando a bornes del generador una carga resistiva trifásica modelada en marco de referencia  $qd$  de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{qd} = -r_L \mathbf{i}_{qd}. \quad (2.85)$$

Si bien es posible considerar otros tipos de cargas, las configuraciones actuales basadas en MSIP utilizan diferentes topologías de convertidores electrónicos para el control del sistema de conversión, generalmente, un convertidor del lado del generador y otro del lado de la red [98]. En esta configuración el generador funciona en un amplio rango de velocidades completamente desacoplado de la carga, mientras que el convertidor del lado de la red controla la potencia activa



**Figura 2.3:** Diagrama de bloques para la simulación de una MSIP en el referencial  $qd$  estacionario.

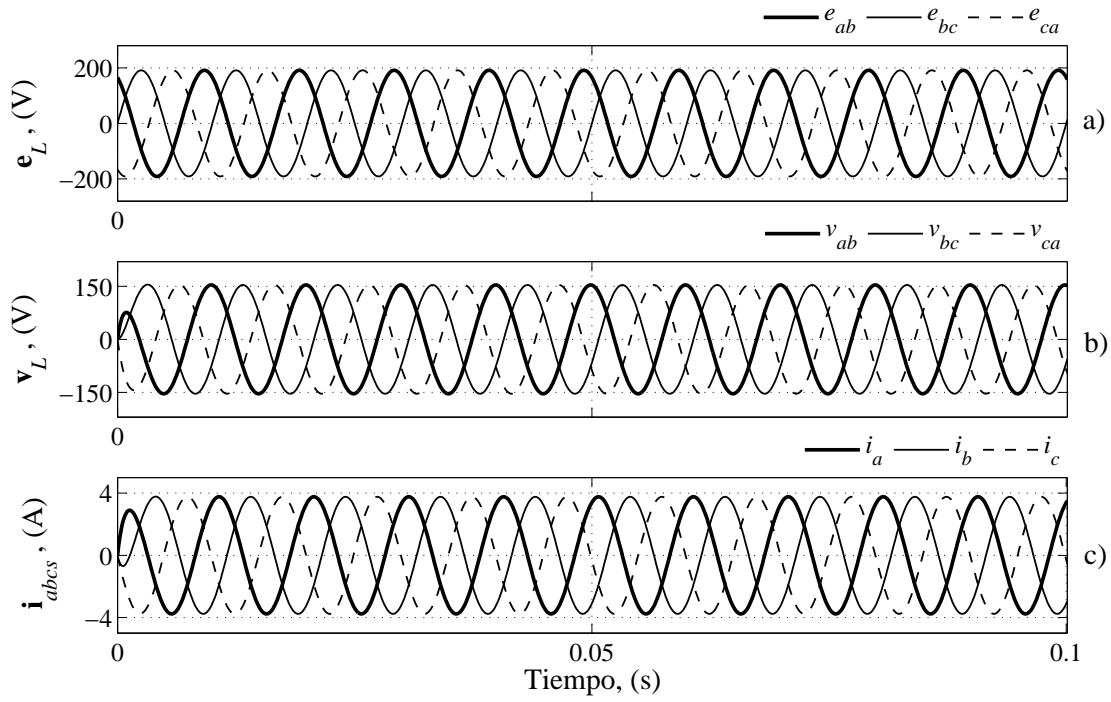
y reactiva que demanda el tipo de carga conectada. En otros casos, es posible utilizar filtros pasivos o activos para compensar las corrientes reactivas o distorsionadas ocasionadas por las cargas no-lineales [99]. En cualquiera de los sistemas mencionados, la MSIP suministrará a la carga sólo la potencia instantánea activa media, es decir, la potencia consumida por una carga equivalente resistiva pura [93]. Por otro lado, con el fin de comparar los resultados obtenidos en simulaciones y las mediciones adquiridas durante los ensayos experimentales, las particularidades requeridas para la implementación digital, tales como los parámetros característicos, la velocidad angular del rotor, las condiciones de falla, entre otras, guarda relación con las del prototipo de MSIP utilizado en las experiencias de laboratorio presentado en la Sección C.1 del Apéndice C.

El funcionamiento normal de la MSIP puede considerarse utilizando las expresiones del modelo (2.69)–(2.70) para la condición  $\|\mu_{qd}\| = 0$ . Cuando esto sucede, las formas de onda obtenidas para una velocidad angular de 1500 rpm se muestran en la Fig. 2.4. En este caso, las FEM, tensiones y corrientes mostradas en las Fig. 2.4 a), b) y c), respectivamente, corresponden a señales simétricas y equilibradas compuestas sólo por la componente fundamental de secuencia positiva, de acuerdo con las consideraciones precedentes asumidas en la definición del modelo.

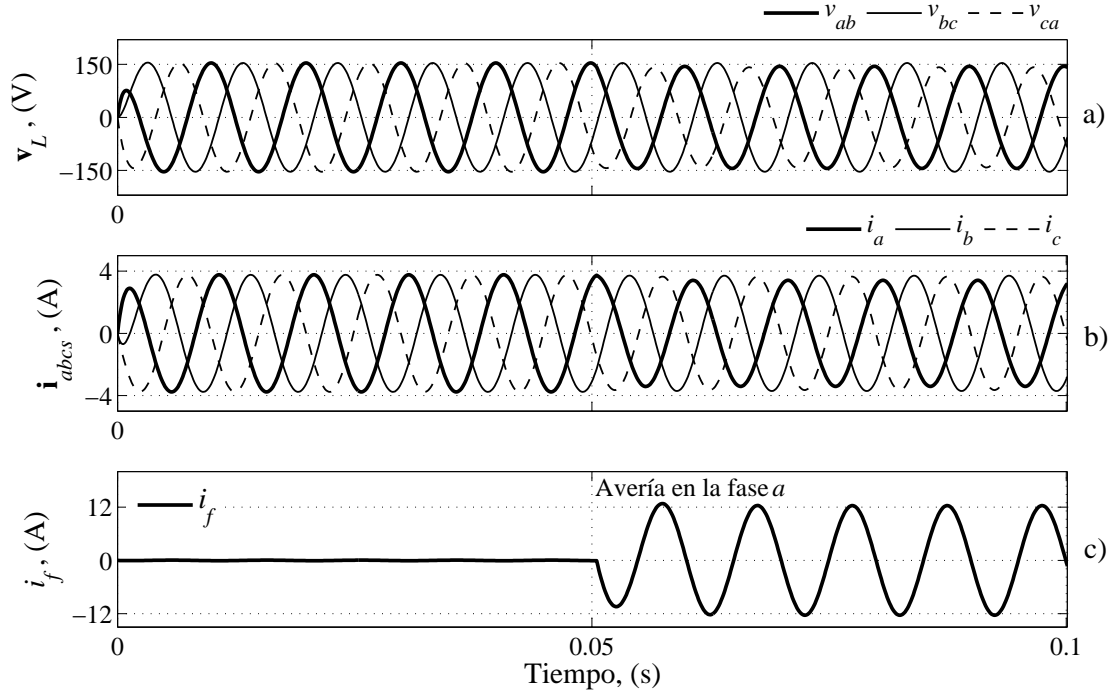
La condición de funcionamiento normal deja de cumplirse al instante en que un cortocircuito franco <sup>1</sup> entre 27 espiras (10 % del bobinado) se origina en la fase *a*, tal como se muestra en la Fig. 2.5 [condición de avería dada por (2.66) en la Sección 2.3 considerando  $\mu_a = 0,1$  desde  $t = 0,05$  s.]. A consecuencia del CCEE generado, en la Fig. 2.5 a) y b) se observan desequilibrios en las tensiones y las corrientes. En la Fig. 2.5 c) se puede apreciar que la corriente de falla supera en amplitud a la corriente nominal de fase presentada en la Figura 2.5 b). Resultados similares se presentan en [11] para mayores severidades de falla y un amplio rango de velocidades angulares.

La evolución de las señales eléctricas ante variaciones de la velocidad angular del rotor se muestra en la Fig. 2.6. Aquí, las características del CCEE generado se mantienen iguales respecto al caso analizado en la Fig. 2.5 durante  $0,05 < t < 0,1$  s. En cambio, a partir de  $t = 0,1$  s, se modifica sólo la velocidad angular hasta las 900 rpm. Debido a esta nueva condición, en las señales eléctricas de la Fig. 2.6 a) y b) se observa, por un lado, el cambio de frecuencia y, por otro, la disminución de las amplitudes. Entonces, se puede decir que la corriente de falla en la Fig. 2.6 c) modifica su amplitud para la misma severidad según la velocidad de operación.

<sup>1</sup>Un cortocircuito franco se manifiesta al considerar que la resistencia de contacto entre las espiras dañadas presenta un valor nulo. Es decir,  $r_f = 0$ , para el modelo dinámico con avería.

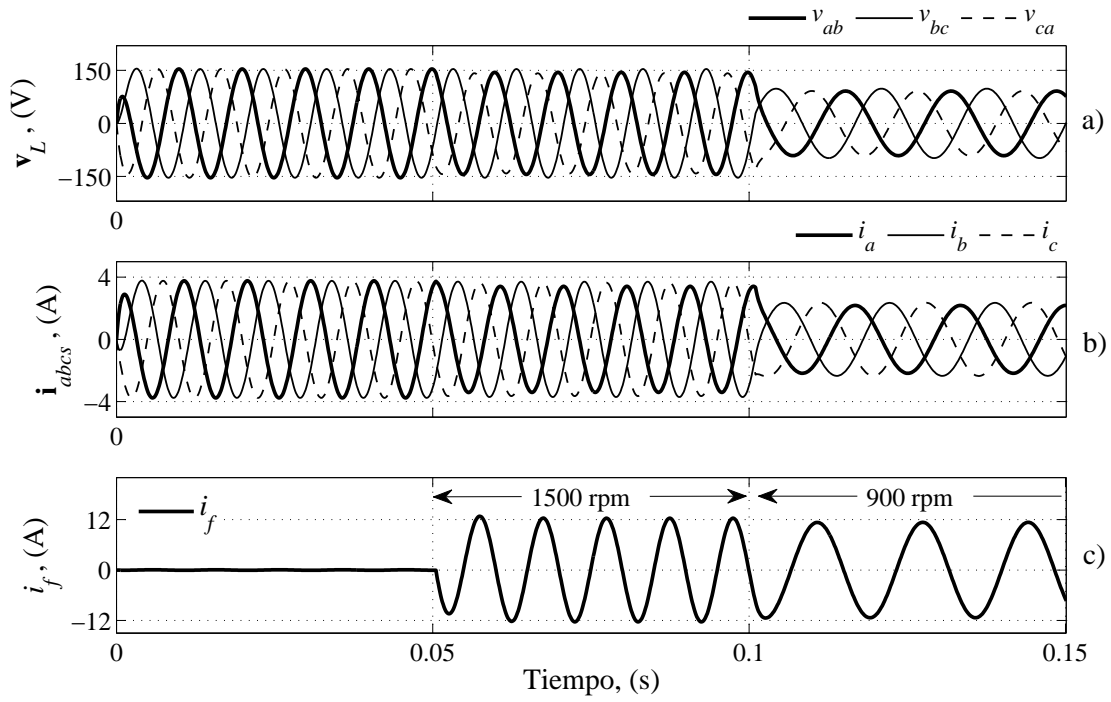


**Figura 2.4:** Variables eléctricas a partir del modelo dinámico de la MSIP sin avería. a) FEM inducida, b) Tensiones de línea, c) Corrientes de fase.

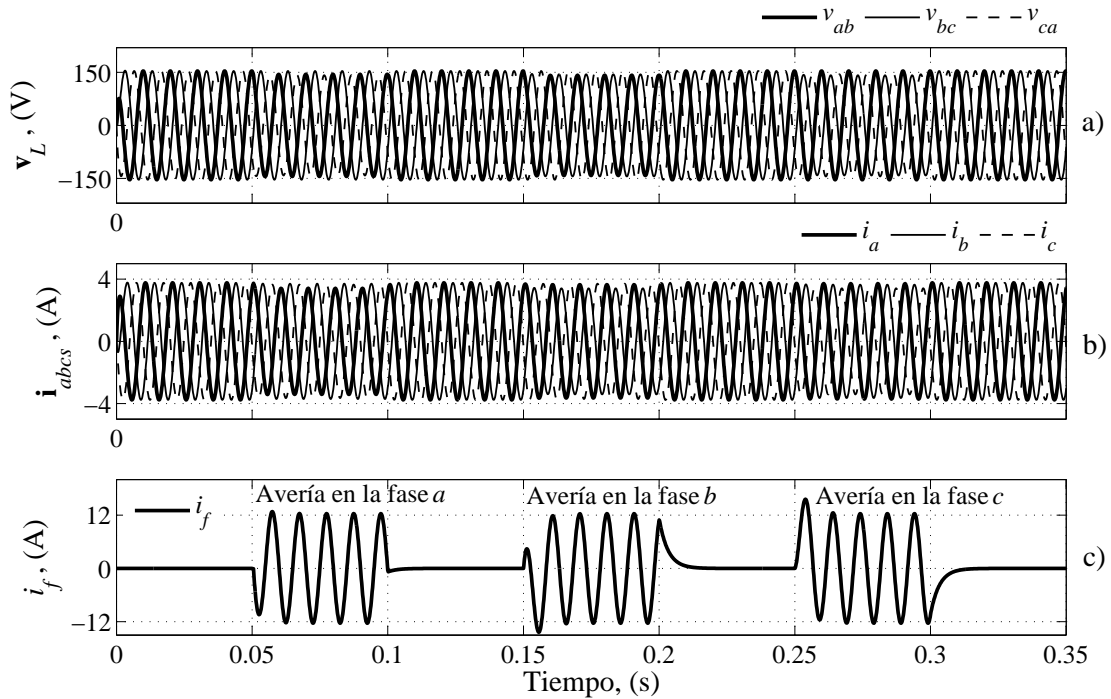


**Figura 2.5:** Variables eléctricas a partir del modelo dinámico de la MSIP con avería. a) Tensiones de línea, b) Corrientes de fase, c) Corriente de falla,  $i_f$ .





**Figura 2.6:** Variación de velocidad angular a partir del modelo dinámico de la MSIP con avería. a) Tensiones de línea, b) Corrientes de fase, c) Corriente de falla,  $i_f$ .

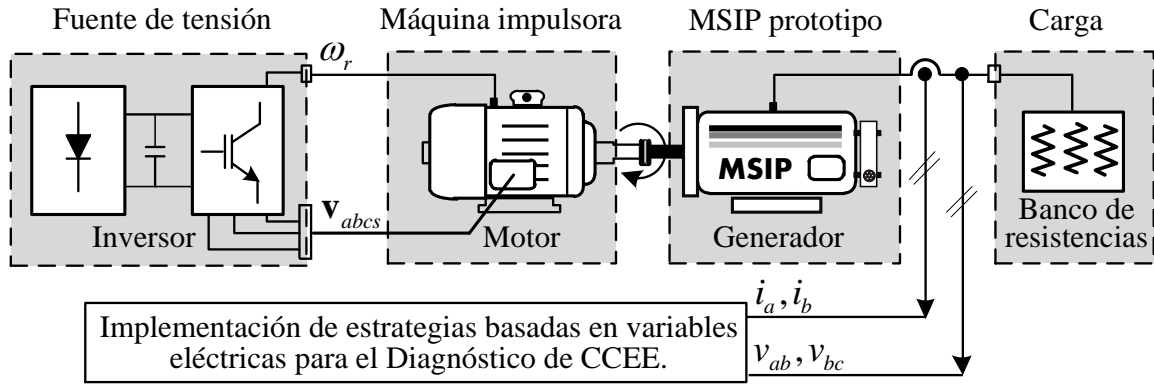


**Figura 2.7:** Variables eléctricas a partir del modelo dinámico de la MSIP con avería. a) Tensiones de línea, b) Corrientes de fase, c) Corriente de falla,  $i_f$ , de la fase  $a$ ,  $b$  y  $c$ .

La facilidad que otorga el modelo extendido para representar de manera dinámica distintas condiciones de falla se puede apreciar en la Figura 2.7. Similar a los casos anteriores analizados, un CCEE de magnitud  $\|\mu_{qd}\| = 0,1$  (10 % del bobinado), se ocasiona en cada bobinado de fase pero espaciados en el tiempo. Primero, durante  $0,05 < t < 0,1$  s, la avería se produce en la fase *a*, luego, entre  $0,15 < t < 0,2$  s en la fase *b* y, por último, entre  $0,25 < t < 0,3$  s, en la fase *c* [condiciones de avería dada por (2.66)–(2.68) en la Sección 2.3 considerando  $\mu_a = \mu_b = \mu_c = 0,1$ ]. En la Fig. 2.7 a) y b) se observan desequilibrios de tensión y de corriente, respectivamente, durante los intervalos en que se manifiesta la avería. En la Fig. 2.7 c) se puede apreciar que la corriente de falla presenta características similares ante condiciones de falla desiguales. Sin embargo, los efectos causados sobre las tensiones y las corrientes pueden ser distinguidos de manera precisa según el bobinado de fase en donde se origine la falla. Este particular comportamiento permite detectar una avería incipiente y, además, identificar el bobinado de fase dañado. A partir de esta información se desarrolla la estrategia de diagnóstico presentada en el Capítulo 3.

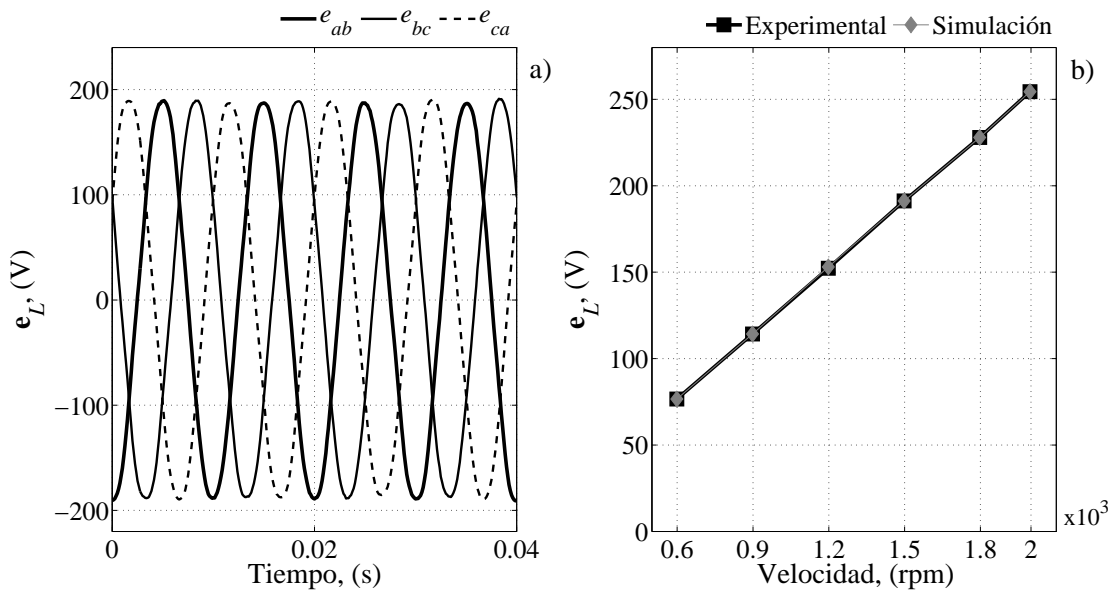
## 2.5. Ensayos experimentales

Esta sección tiene por objetivo validar de manera experimental el modelo dinámico propuesto en la Sección 2.3. Los resultados fueron obtenidos mediante un banco de ensayos implementado en el laboratorio del GEA-UNRC, tal como se muestra en el esquema de la Figura 2.8. El accionamiento eléctrico se compone de un inversor fuente de tensión con control de velocidad que alimenta a una máquina impulsora. Directamente al eje de esta máquina se encuentra acoplada una MSIP (ver detalles en la Sección C.1.1 y C.2 del Apéndice C). Dado que la velocidad de giro de la máquina primaria,  $\omega_r$ , puede ajustarse y controlarse de manera precisa por el inversor, la configuración implementada permite analizar y validar el modelo analítico de la MSIP con avería ante condiciones de funcionamiento en modo generador para un amplio rango de velocidades angulares. En los ensayos realizados tanto en condición de vacío como con carga, las diferentes severidades de falla se generaron intencionalmente durante unos pocos segundos y conectando entre los bornes de las espiras en cortocircuito una resistencia externa,  $r_f = 149 \text{ m}\Omega$ . El valor de  $r_f$  permite representar situaciones de degradación avanzada en los sistemas de aislación del bobinado, condición similar a la adoptada en otros trabajos [43, 44, 100]. Para alcanzar la corriente nominal de salida, se conectó a bornes un banco de resistencias trifásico,  $r_{abcs} = 23,6 \Omega$ .

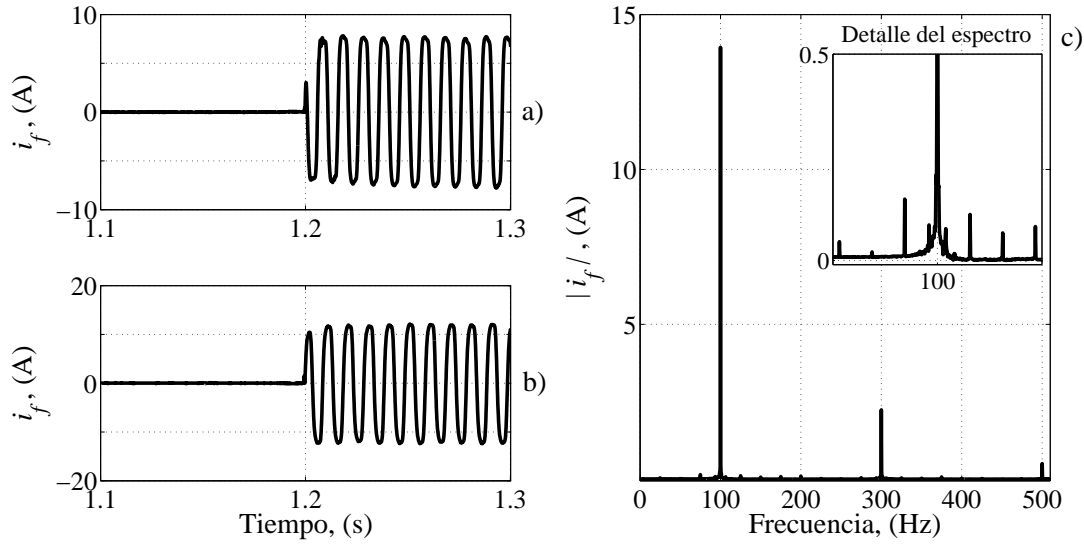


**Figura 2.8:** Esquema del banco de ensayos implementado.

En los ensayos experimentales realizados para la MSIP en vacío se midió la FEM inducida en bobinados para diferentes velocidades angulares. Esta serie de ensayos permitieron determinar la constante de tensión  $k_E$  de la máquina; parámetro característico de las MSIP que indica el valor de la tensión de salida para una determinada velocidad angular de operación. En la Fig. 2.9 a) se muestran las formas de ondas de la FEM instantánea obtenidas para 1500 rpm. En la Fig. 2.9 b) se comparan los resultados obtenidos mediante simulaciones y de los ensayos experimentales con el prototipo de MSIP. A partir de la serie de valores discretos ( $\blacklozenge$ ) y ( $\blacksquare$ ), las curvas de trazo continuos se obtuvieron mediante una interpolación lineal. Se puede apreciar que ambas curvas



**Figura 2.9:** FEM inducida medidas a bornes de la MSIP sin avería. a) FEM instantáneas para  $\omega_r = 1500$  rpm, b) Amplitud de la FEM para diferentes velocidades angulares del rotor.

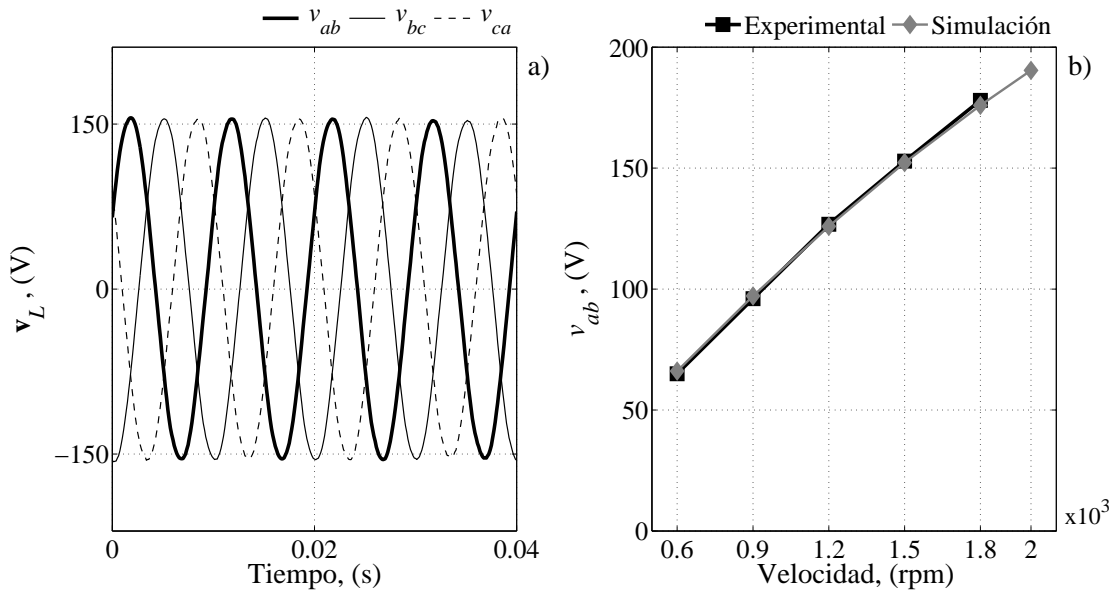


**Figura 2.10:** Corriente de falla,  $i_f$ , medida para la MSIP en vacío. a) 5 espiras en cortocircuito, b) 10 espiras en cortocircuito, c) Espectro de frecuencia para 10 espiras en cortocircuito.

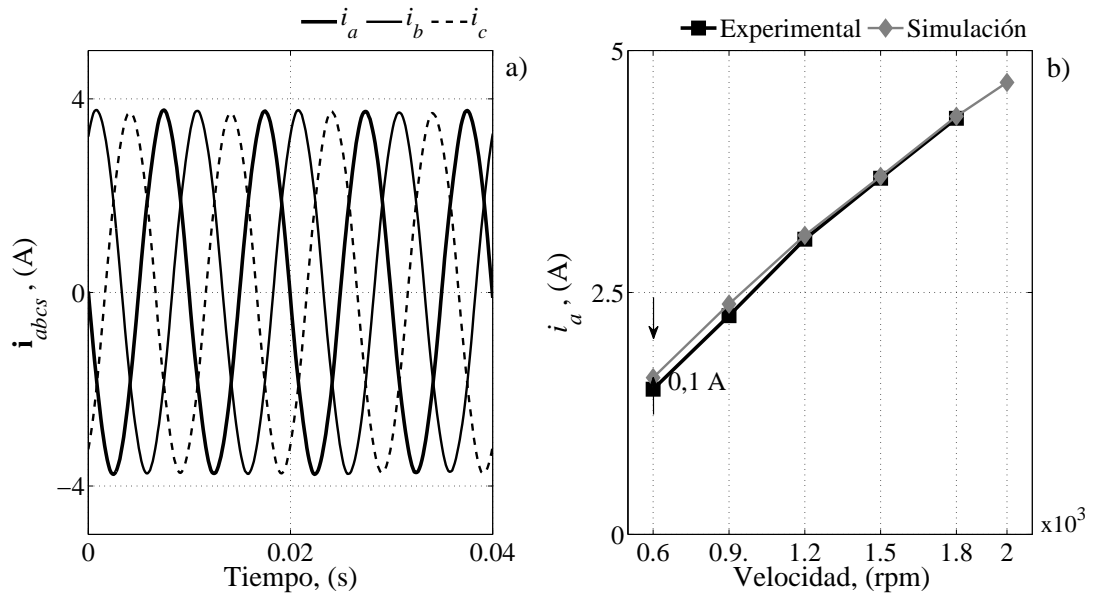
se encuentran superpuestas, lo cual verifica el valor de  $k_E$  determinado de manera experimental y adoptado para llevar a cabo las simulaciones numéricas del modelo analítico.

El prototipo utilizado permite generar diferentes severidades de falla por medio de salidas adicionales de fácil acceso, entre un 0,37 % y un 3,7 % del bobinado de fase completo. De esta manera, fue posible registrar la corriente de falla que circula por las espiras en cortocircuito. Sin embargo, en la práctica habitual esta corriente no es factible de medir y, por tal motivo, se requiere de confiables indicadores para evidenciar el problema ante el primer síntoma de avería. Para la condición de vacío, en la Fig. 2.10 se presenta la corriente de falla medida a 1500 rpm. En la Fig. 2.10 a) y b) se muestra la corriente instantánea que circula por 5 y 10 espiras en cortocircuito, respectivamente. Se aprecia que la amplitud de la corriente se incrementa con el número de espiras dañadas. En la Fig. 2.10 c) se muestra el espectro de frecuencia de la corriente mostrada en la Fig. 2.10 b), destacándose la componente fundamental a 100 Hz. Además, se puede apreciar el 3<sup>er</sup> y 5<sup>to</sup> armónico y otras componentes en las bandas laterales alrededor de la componente fundamental producto de las características constructivas de la máquina [mostradas en el recuadro superior de la Fig. 2.10 c)].

En los ensayos realizados para la MSIP con carga, el funcionamiento de la máquina se limita a velocidades angulares conservadoras con el fin de resguardar las características eléctricas del bobinado de elevadas corrientes de operación. Cuando se conecta la carga a bornes de la MSIP,

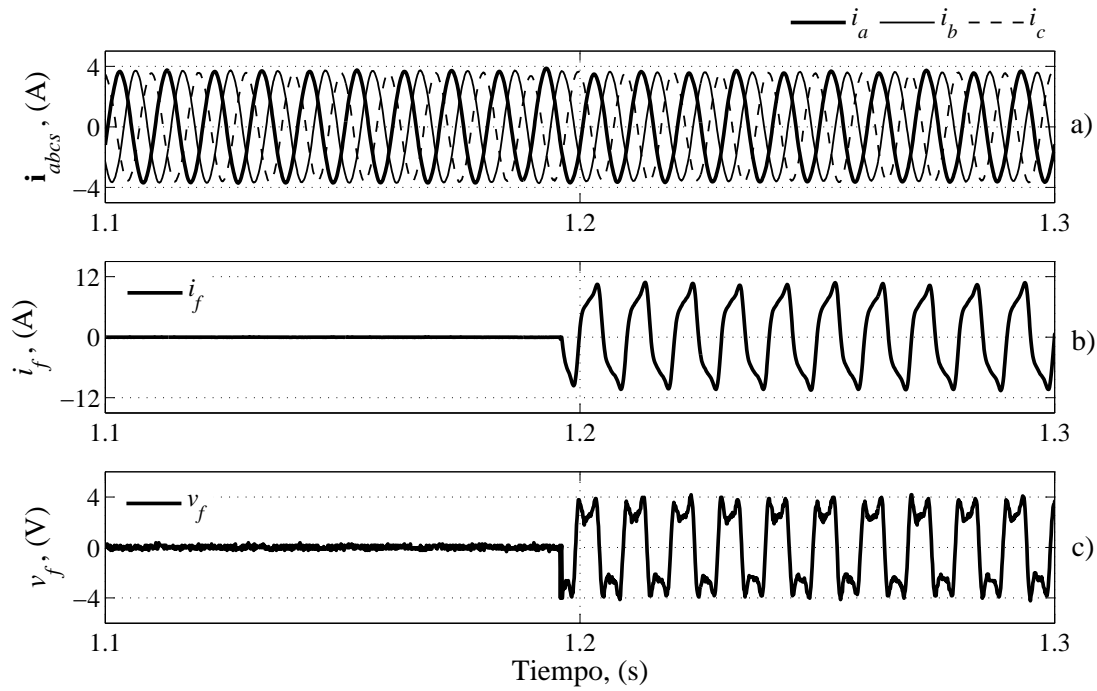


**Figura 2.11:** Tensiones de línea sin avería. a) Medidas a bornes de la MSIP, b) Amplitudes para diferentes velocidades angulares del rotor.



**Figura 2.12:** Corrientes de fase sin avería. a) Medidas a bornes de la MSIP, b) Amplitudes para diferentes velocidades angulares del rotor.

en la Fig. 2.11 se muestran las tensiones de línea. En la Fig. 2.11 a) se presentan las tensiones instantáneas medidas a 1500 rpm. En la Fig. 2.11 b) se comparan los resultados obtenidos a través de simulaciones numéricas y ensayos experimentales para un amplio rango de velocidades angulares. Por otro lado, en la Fig. 2.12 se muestran las corrientes de fase. En la Fig. 2.12 a) se presentan las corrientes nominales medidas (aproximadamente 2,7 A RMS). De igual ma-

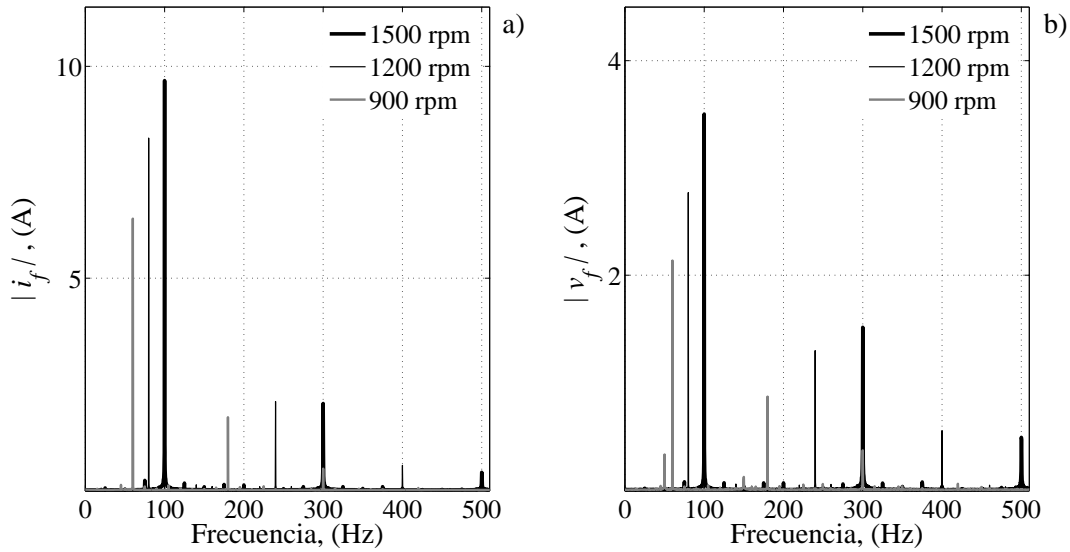


**Figura 2.13:** a) Corrientes de fase con avería, b) Corriente de falla,  $i_f$ , para 10 espiras en cortocircuito, c) Tensión a bornes de las espiras en cortocircuito.

nera, los resultados obtenidos a través de simulaciones numéricas y ensayos experimentales se comparan en la Fig. 2.12 b). En dicha figura se puede apreciar que existen diferencias entre las corrientes simuladas y experimentales que se acentúa para velocidades inferiores a 900 rpm. La diferencia entre magnitudes representa un error de corriente de aproximadamente el 3 %.

Cuando se ocasiona un cortocircuito entre 10 espiras del bobinado, los efectos que produce la avería sobre la MSIP se muestran en la Fig. 2.13. En la Fig. 2.13 a) se puede observar el desequilibrio de corrientes una vez iniciada la avería, a partir de 1,2 s aproximadamente. En la Fig. 2.13 b) se muestra la corriente de falla que circula por las espiras dañadas. Aquí, queda en evidencia la elevada magnitud que alcanza la corriente de falla respecto el valor nominal de la corriente de fase (aproximadamente 8,5 A RMS). Por otro lado, en la Figura 2.13 c) se presenta la tensión medida a bornes de las espiras en cortocircuito. Se observa una señal distorsionada, de magnitud considerablemente menor comparada con las tensiones presentadas en la Fig. 2.11 a).

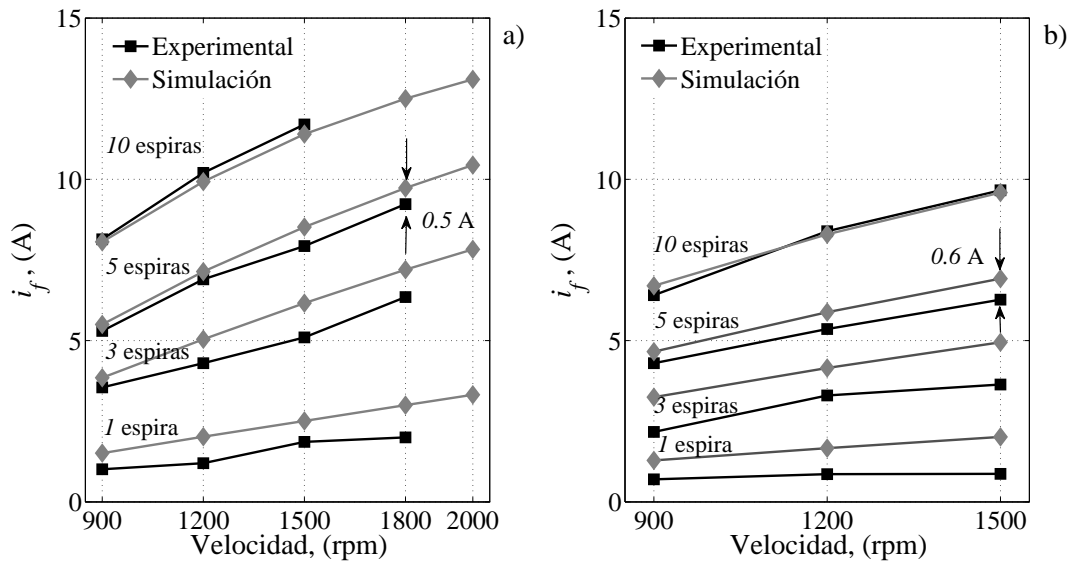
Las particularidades de estas últimas señales pueden analizarse mediante los espectros de frecuencia mostrados en la Fig. 2.14. Similar a las características presentadas para la corriente de falla en la Fig. 2.10 c), en la Fig. 2.14 a) se destaca la componente fundamental, aunque de menor amplitud respecto a la condición de vacío. En este caso también se puede apreciar el 3<sup>er</sup> y el 5<sup>to</sup>



**Figura 2.14:** MSIP con 10 espiras en cortocircuito a diferentes velocidades angulares. a) Espectro de la corriente de falla,  $i_f$ , b) Espectro de la tensión de falla,  $v_f$ .

armónico. Notar que la amplitud de los armónicos no presenta cambios importantes a pesar de las significativas variaciones de la componente fundamental ante diferentes velocidades angulares de operación. Por otro lado, en la Fig. 2.14 b), el espectro de frecuencia de la tensión medida entre espiras presentan componentes similares comparadas con el espectro de la corriente de falla. Sin embargo, en este caso tanto la componente fundamental como los armónicos modifican su amplitud frente a cambios en la velocidad angular. Cabe mencionar que existen otros armónicos de menor amplitud asociados a diversas perturbaciones tales como la desmagnetización parcial de los imanes [101], las imperfecciones inherentes al proceso de fabricación [69], ruido en las mediciones, entre otras. Estas particularidades que presentan las componentes armónicas serán analizadas con mayores detalles en el Capítulo 4.

Tal como se mencionó en párrafos anteriores, la corriente de falla es una variable no medible dado que circula por las espiras afectadas dentro del bobinado. Por lo tanto, es fundamental demostrar que el modelo dinámico propuesto reproduce de manera correcta las condiciones de falla. En este sentido, en la Fig. 2.15 se superponen los resultados obtenidos mediante las simulaciones y los experimentales utilizando el prototipo de MSIP con el objetivo de determinar la precisión del modelo ante diferentes severidades de falla y condiciones de funcionamiento. En la Fig. 2.15 a), se muestran las amplitudes de la componente fundamental de la corriente de falla en condición de vacío. Se observan algunas diferencias entre las magnitudes de corrientes



**Figura 2.15:** Amplitudes de la corriente de falla,  $i_f$ , frente a diferentes velocidades angulares. a) En vacío, b) Con carga.

comparadas: (i) un error de corriente de 0,5 A aproximadamente para la condición de 10 y 5 espiras en cortocircuito, entre el 3,7 % y el 1,85 % del bobinado de fase, respectivamente; (ii) un error máximo de corriente de 1 A aproximadamente para la condición de 3 y 1 espiras dañadas, entre el 1,1 % y el 0,37 % del bobinado de fase, respectivamente. Finalmente, las amplitudes de la corriente de falla para la MSIP con carga se contrastan en la Fig. 2.15 b). De manera similar a los resultados presentados en vacío, las amplitudes analizadas presentan una diferencia de 0,6 A aproximadamente para 5 espiras en cortocircuito que tiende a incrementarse para menores cantidades de espiras afectadas.

## 2.6. Discusiones finales

En este capítulo se desarrollaron tres diferentes modelos dinámicos en marco de referencia  $abc$  y en  $dq0$  que incluyen un CCEE en los bobinados de estátor de una MSIP trifásica. Basándose en los tres modelos presentados, se obtuvo un modelo dinámico extendido, único, que introduce un FFV el cual permite definir el porcentaje de espiras en cortocircuito y seleccionar la fase del bobinado dañado. A diferencia de propuestas anteriores, esta particularidad ofrece una significativa ventaja dado que sólo dos parámetros deben ser definidos (módulo y dirección del FFV) para alternar entre los modelos con avería para la fase  $a$ ,  $b$  y  $c$ , resultando un mínimo esfuerzo



computacional al momento de la implementación digital. El modelo fue concebido para evaluar CCEE incipientes por los motivos fundamentados con anterioridad; si bien es factible considerar casos de fallas de mayor gravedad tales casos hipotéticos escapan de los objetivos planteados en esta Tesis.

Se presentaron resultados de simulación numérica utilizando el modelo extendido obtenidos para la máquina en modo de generador eléctrico. Aunque el modelo no tiene restricción alguna, el modo de funcionamiento escogido permitió evaluar diferentes puntos de operación modificando la velocidad angular impuesta sobre el rotor. Los resultados indican que un CCEE ocasiona ligeros desequilibrios de tensión y de corriente, lo cual dificulta su detección mediante el uso de las protecciones convencionales. Dado que es posible evaluar los efectos de la avería sobre cada uno de los bobinados de manera simultánea, se pudo apreciar que la corriente de falla presenta características similares para CCEE originados en fase distintas. También se determinó que la corriente de falla puede alcanzar amplitudes diferentes para una misma condición de severidad, razón por la cual, la velocidad angular de operación debe ser medida o estimada con el fin de evitar errores de cuantificación al momento de determinar la gravedad del problema.

Con el objetivo de validar experimentalmente el modelo propuesto, se construyó un prototipo de MSIP cuyo bobinado de estátor modificado permitió realizar una serie de ensayos bajo diferentes condiciones de falla. Los resultados obtenidos a través de las simulaciones numéricas comparados con las variables eléctricas medidas, de tensión y de corriente, mostraron una similitud aceptable para un amplio rango de funcionamiento. Cabe remarcar que para velocidades angulares por debajo de los 600 rpm la disminución de la densidad de flujo magnético inducido sobre el bobinado de estátor provoca el aumento de la relación señal/ruido, incrementando la probabilidad de cometer errores de aproximación numérica.

Los ensayos realizados bajo condición de falla permitieron comparar la magnitud de la corriente de falla para diferentes números de espiras en cortocircuito y puntos de operación. La disparidad manifiesta entre las magnitudes obtenidas por las simulaciones y los ensayos experimentales se deben, posiblemente, a las desviaciones de los parámetros característicos del bobinado, diferencias en el valor de la resistencia de contacto, errores en la medición de las variables eléctricas, errores de aproximación numérica, entre otras. En este caso, la inexactitud del modelo analítico produciría un error en la determinación del número de espiras afectadas (entre 1 y 2 espiras). Las curvas obtenidas para todos los casos analizados se encuentran claramente

discriminadas, por lo cual, si la velocidad de operación es conocida, es posible aproximar con precisión aceptable la severidad de la falla. Sin embargo, teniendo en cuenta la trascendencia de este tipo de avería, la precisión es deseable pero no imprescindible dado que la detección se completa al instante en que un CCEE incipiente supere un umbral mínimo de espiras detectables preestablecido.

Por lo tanto, de los resultados obtenidos se concluye que el modelo dinámico extendido reproduce de manera aceptable los síntomas relacionados con un CCEE en bobinados de estátor de las MSIP trifásicas para un amplio rango de velocidades angulares de operación (entre 600 rpm y 2000 rpm).

## Capítulo 3

# Diagnóstico de averías en bobinados basado en modelo de proceso

### 3.1. Introducción

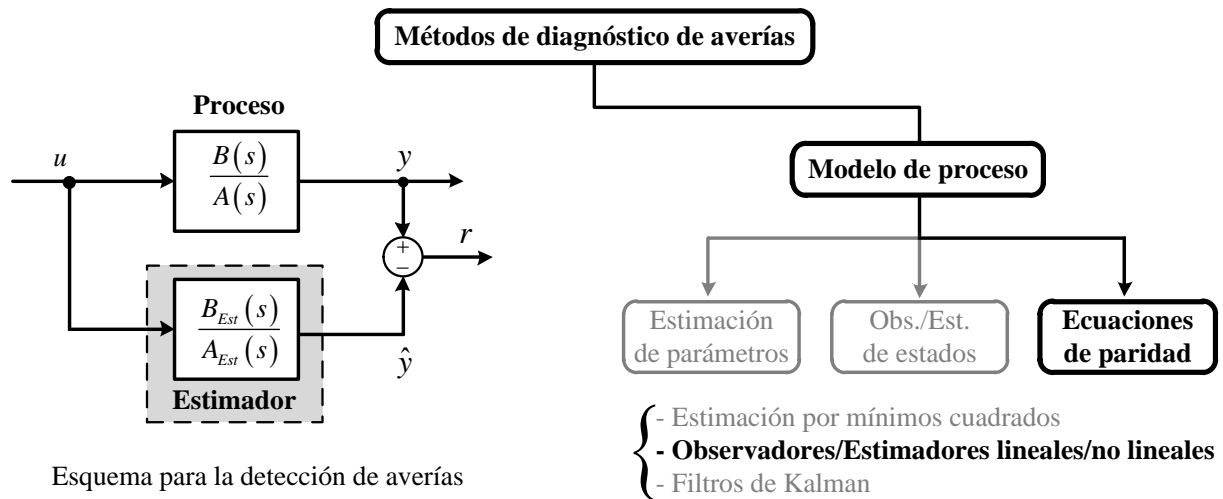
Los métodos de detección de averías basados en los modelos de proceso se caracterizan por generar síntomas analíticos a partir de modelos matemáticos que describen la dinámica del sistema supervisado. Un síntoma de avería confiable, obtenido desde un modelo dinámico suficientemente preciso, simplifica el diagnóstico, es decir, reduce las posibles incertidumbres o ambigüedades respecto al origen del problema. En este contexto, las técnicas propuestas utilizan diversas configuraciones empleando ecuaciones de paridad, observadores o estimadores de estados [11, 63, 68, 102, 103]. Para la implementación de estos métodos se necesita conocer los parámetros de la máquina dado que la dinámica del proceso se representa por medio de funciones de transferencia o modelos en variables de estados. Las técnicas basadas en las ecuaciones de paridad se diferencian del resto en su estructura a lazo abierto, sin la posibilidad de corregir el error de estimación de salida. En general, para evidenciar anomalías en la máquina se utilizan señales denominadas residuos, que resultan de la comparación entre las señales adquiridas durante el funcionamiento o la operación del proceso con las obtenidas a través de un modelo matemático [3, 5].

Un método de detección de CCEE en bobinados fundamentado en las ecuaciones de paridad se presenta en [102]. El error de corrientes generado en marco de referencia *abc* se utiliza direc-

tamente para la detección y la cuantificación de la avería. En este caso, la Fuerza Electromotriz (**FEM**) inducida obtenida para la máquina sana en vacío se almacena en memoria de datos para su posterior uso al momento de la implementación. Sin embargo, los efectos no considerados como las pérdidas en el hierro pueden generar errores de estimación que deben considerarse para una detección correcta. Otras técnicas basadas en observadores de estados utilizan un lazo de control para ajustar el error de corriente de salida con el fin de estimar la FEM inducida considerada como una perturbación [104, 105]. La detección de averías se realiza mediante la comparación entre la FEM de referencia obtenida para la máquina sana con la estimada por diferentes técnicas [103]. En cuanto a los estimadores de estados, los filtros de Kalman se utilizan en gran medida para estimar los parámetros no medibles del modelo matemático, generalmente, asociados con las averías [44, 45, 67]. Los filtros de Kalman proporcionan robustez frente a perturbaciones estocásticas tales como las variaciones de parámetros o señales con alto contenido de ruido aleatorio.

En el capítulo anterior se demostró que un CCEE produce asimetrías de los bobinados de fase ocasionando desequilibrios de las corrientes de estátor. Un sistema trifásico de corrientes asimétricas puede representarse mediante la sumatoria de tres sistemas trifásicos de corrientes equilibradas compuesto por las componentes de secuencia positiva, de secuencia negativa y de secuencia cero [5, 7]. En general, las componentes de secuencia negativa y cero presentan magnitudes poco importantes, o nulas, cuando la máquina funciona en condiciones simétricas. Sin embargo, cualquiera sea el tipo de perturbación que origine desequilibrios, las corrientes de secuencias que circulan por los bobinados se vuelven importantes, provocando el sobrecalentamiento de los conductores, mayores pérdidas, variaciones en el par medio, oscilaciones de par y de velocidad, ruido acústico, vibraciones, entre otros efectos perjudiciales [106]. Por estas razones, para la detección de averías algunas propuestas utilizan las corrientes de secuencia negativa [46] o los términos contenidos en la matriz de impedancia de secuencia [48]. No obstante, su eficiencia es cuestionable en condiciones de desequilibrio de tensión, desbalance de cargas u otras perturbaciones. En general, la totalidad de los trabajos mencionados tienen por objetivo definir indicadores de severidad sensibles a las desviaciones de los parámetros característicos del sistema con respecto a su condición nominal o aceptable.

En este contexto, el presente capítulo propone un método de diagnóstico de CCEE en bobinados basado en las ecuaciones de paridad. Un diagrama en bloques relacionado con la estructura



**Figura 3.1:** Método de diagnóstico de averías propuesto basados en ecuaciones de paridad.

utilizada se muestra en la Fig. 3.1. El bloque “Estimador” utiliza el dato de entrada  $u$  para estimar la salida  $\hat{y}$  a través del modelo dinámico de la MSIP expresado en variables de estados. El error de estimación de salida,  $r$ , se consigue mediante la diferencia entre la salida medida desde el proceso con la estimada,  $y - \hat{y}$ . Como consecuencia inmediata, la señal residual de salida evidencia los cambios producidos dentro de la máquina. Sin embargo, el problema se presenta al momento de la implementación en línea dado que la señal resultante puede incorporar los efectos de varias perturbaciones tales como el ruido en las mediciones, las variaciones en los parámetros de la máquina, entre otras.

El contenido de este capítulo se organiza de la siguiente manera: en primer lugar, se describe el procedimiento metodológico implementado. Luego, se define un estimador de corrientes basado en el modelo dinámico convencional de la MSIP, utilizado para la detección de un CCEE. A continuación, se desarrolla de manera analítica el error de corrientes que caracteriza con precisión un CCEE en los bobinados de estátor. Seguidamente, para evitar una detección errónea por causa de otras perturbaciones, se realiza el procesamiento del error de corrientes resultante. Para ello, primero, se obtienen las componentes de secuencias positiva y negativa, luego se reconstituye una señal proporcional sólo a los efectos ocasionados por el CCEE. Finalmente, se presentan resultados de simulación y experimentales que validan la estrategia propuesta.

## 3.2. Desarrollo analítico de la estrategia propuesta

Con el objetivo de obtener un residuo de corrientes característico, el método de diagnóstico propuesto se desarrolla utilizando el modelo con avería de la MSIP para el EE, presentado en la Sección 2.3.1 del Capítulo 2. En este caso, la detección de un CCEE se realiza comparando las corrientes eléctricas medidas durante el funcionamiento de la máquina con las corrientes estimadas utilizando el modelo analítico convencional de la MSIP.

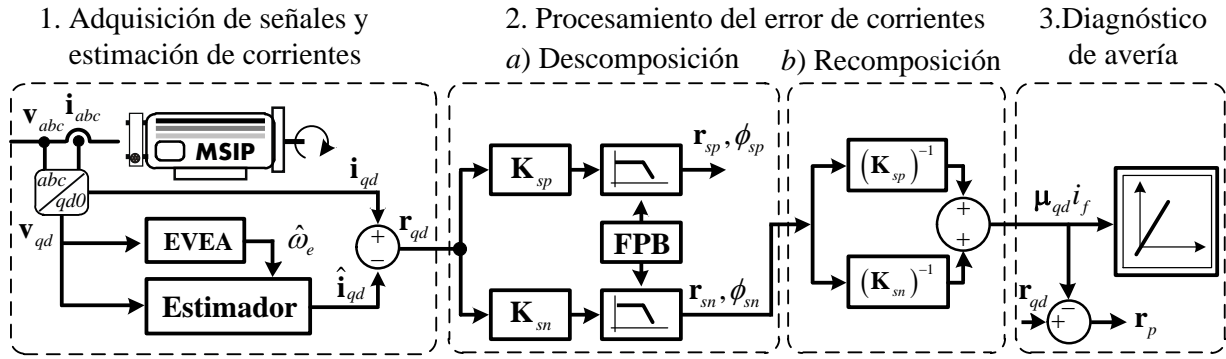
Un esquema general del método propuesto se presenta en la Fig. 3.2, subdivido en tres etapas que se describen a continuación:

### 1. Adquisición de señales y estimación de corrientes

En la adquisición de las variables eléctricas se midieron a bornes de la MSIP dos corrientes de fase y dos tensiones de línea para luego ser almacenadas en la memoria de datos de un registrador oscilográfico. Debido a la ausencia de la conexión del neutro, la tercera variable, no medida, se calcula de manera analítica para completar la terna de señales trifásicas. Por otro lado, para determinar la FEM inducida en el estátor originada por los imanes permanentes, es imprescindible conocer la posición y la velocidad angular instantánea del rotor de la máquina. A diferencia de trabajos anteriores, la información sobre la posición del rotor se obtiene desde las tensiones medidas y transformadas al marco de referencia estacionario  $qd$ , sin requerir el uso de un sensor externo (Bloque: Estimación de la Velocidad Eléctrica Angular, **EVEA**). Luego, utilizando como datos de entrada las tensiones medidas y las FEM calculadas, se estiman las corrientes mediante un observador de estados a lazo abierto basado en el modelo sin averías de la MSIP (Bloque: **Estimador**).

### 2. Procesamiento del error de corrientes

El error de corrientes,  $r_{qd}$ , denominado de aquí en adelante Residuo Vectorial de Corrientes (**RVC**), se obtiene mediante la diferencia entre las corrientes medidas y las estimadas. A diferencia de otros trabajos [11, 102, 103], el RVC permite caracterizar por completo tanto la severidad de un CCEE como su ubicación en los bobinados de la MSIP. Sin embargo, los efectos combinados de un conjunto de perturbaciones pueden modificar el RVC incluso en la máquina sana. Por lo tanto, para evitar falsas alarmas, el aislamiento de la avería se realiza por medio del procesamiento del RVC, de la siguiente manera:



**Figura 3.2:** Diagrama en bloques de la estrategia de diagnóstico propuesta.

a) Descomposición en componentes de secuencia del RVC.

La descomposición en secuencias se lleva a cabo utilizando la teoría de transformación entre marcos de referencias síncronos [66]. Una vez proyectado el RVC sobre diferentes referenciales que giran a velocidades angulares predefinidas se filtran las señales resultantes (Bloque: Filtro Pasa Bajos, **FPB**) para separar las componentes de secuencia positiva y negativa,  $r_{sp}$  y  $r_{sn}$ , respectivamente.

b) Recomposición del Residuo Vectorial de Corriente producto de la Avería.

El error de corrientes provocado sólo por la avería, denominado de aquí en adelante Residuo Vectorial de Corrientes de Avería (**RVCA**), puede ser reconstituido empleando las componentes de secuencias obtenidas en el paso a). De esta manera, la caracterización de un CCEE se analiza a partir de una señal sensible a los cambios provocados por la avería (proporcional a:  $\mu_{qd} i_f$ ), desacoplando, así, los efectos de otras perturbaciones externas que perjudican la detección y el diagnóstico.

### 3. Aislamiento del CCEE del RVC original

En esta última etapa, el procesamiento se completa al suprimir la señal RVCA del RVC. El RVCA permite caracterizar de manera precisa la severidad y la ubicación de un CCEE en bobinados de estátor. Como resultado de esta operación algebraica se obtiene una señal no nula producto de varias otras anomalías,  $r_p$ .

### 3.2.1. Estimador de las Corrientes de Estátor

Para el estimador de corrientes propuesto se utiliza el modelo dinámico convencional de la MSIP [66]. Para este modelo simétrico, las corrientes de estátor son simétricas en condiciones de funcionamiento normal. Sin embargo, conforme al modelo establecido en el capítulo anterior, las corrientes bajo los efectos de un CCEE se expresan de la siguiente manera:

$$\mathbf{i}'_{qd} = \mathbf{i}_{qd} - \frac{2}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} i_f. \quad (3.1)$$

Conociendo estas desviaciones respecto a la condición normal, se propone un estimador de corrientes de la siguiente manera:

$$p\hat{\mathbf{i}}'_{qd} = \frac{1}{L_{ls} + \frac{3}{2}L_M} \left( \mathbf{v}_{qd} - r_s \hat{\mathbf{i}}'_{qd} - \hat{\mathbf{e}}_{qd} \right). \quad (3.2)$$

De (3.2) se observa que para el calculo de las corrientes se requieren los siguientes datos: (i) las tensiones de estátor,  $\mathbf{v}_{qd}$ ; (ii) los parámetros característicos de la máquina,  $r_s$ ,  $L_{ls}$  y  $L_M$ ; (iii) las FEM inducidas,  $\mathbf{e}_{qd}$ . En este caso, las tensiones de estátor son conocidas dado que se miden a bornes de la máquina. Además, los parámetros característicos de la MSIP pueden ser determinados por medio de diferentes métodos de pruebas experimentales [107–109]. Sin embargo, para determinar la FEM inducida se necesita conocer la posición y la velocidad angular eléctrica del rotor relativa al referencial de estátor,  $\theta_r$  y  $\omega_r$ , respectivamente.

Por lo tanto, en esta Tesis, tales funciones se obtienen a través de las tensiones de estátor medidas sobre la máquina, de la siguiente manera:

$$\hat{\theta}_r \approx \tan^{-1} \left( \frac{v_d}{v_q} \right) \quad (3.3)$$

La función (3.3) es una buena aproximación de la posición del rotor cuando las tensiones presentan baja distorsión armónica. Las corrientes distorsionadas producto de cargas no-lineales introducen armónicos en la tensión que podrían ocasionar errores de cálculo. En estos casos pueden utilizarse detectores de secuencia positiva [110] como los empleados en filtros activos para determinar las señales de referencia con el fin de garantizar corrientes sinusoidales y balanceadas entregadas por la fuente de alimentación [99, 111].

Ahora, derivando (3.3) con respecto al tiempo y suponiendo que la velocidad no cambia en una ventana de muestreo,  $T_s$ , la velocidad angular se calcula de la siguiente manera:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\theta}_{r(k)} - \hat{\theta}_{r(k-1)}}{T_s}. \quad (3.4)$$



donde,  $k = 1, 2, 3, \dots, n$  son las muestras de la señal.

A partir de las funciones  $\hat{\theta}_r$  y  $\hat{\omega}_r$ , las componentes de las derivadas de corrientes con respecto al tiempo pueden ser estimadas en cada instante de muestreo, de la siguiente manera,

$$p\hat{\mathbf{i}}'_{qd} = \frac{1}{L_{ls} + \frac{3}{2}L_M} \left[ \mathbf{v}_{qd} - r_s \hat{\mathbf{i}}'_{qd} - \psi_{ip} \hat{\omega}_r \boldsymbol{\gamma}(\hat{\theta}_r) \right], \quad (3.5)$$

donde,  $\boldsymbol{\gamma}(\hat{\theta}_r)$  es el vector de componentes de la FEM inducida sobre los ejes  $qd$  calculadas en tiempo real.

Finalmente, dando resolución a la ecuación dinámica (3.5) por medio de un método numérico adecuado, el RVC está compuesto por:

$$\mathbf{r}_{qd} = \mathbf{i}_{qd} - \hat{\mathbf{i}}'_{qd} = \frac{2}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} i_f + \mathbf{r}_p. \quad (3.6)$$

Para la MSIP sin un CCEE, tanto las corrientes medidas como las estimadas tendrán magnitudes similares, en consecuencia, el RVC resultante será una señal nula o casi nula. En caso contrario, el RVC resultará distinto de cero, evidenciando un posible CCEE en bobinados de estátor. Sin embargo, esta señal puede ser afectada por varias perturbaciones,  $\mathbf{r}_p$ , atribuibles a los desequilibrios de corrientes por causas externas a la MSIP, las variaciones de la impedancia característica, las probables asimetrías en las mediciones de las variables eléctricas, entre otros fenómenos. Por lo tanto, para evitar falsas alarmas por síntomas no relacionados con una avería, en la próxima sección se analiza de manera pormenorizada el RVC.

### 3.2.2. Residuo Vectorial de Corrientes, RVC

Con el objetivo de minimizar los efectos de otras perturbaciones sobre el diagnóstico de un CCEE, en la presente sección se analiza el RVC obtenido en (3.6). Para comenzar con el análisis, desde las expresiones (2.80) y (2.81) del capítulo anterior, se obtienen las corrientes,  $\tilde{I}_{sp}$  y  $\tilde{I}_{sn}$ , en función de las tensiones,  $\tilde{V}_{sp}$ ,  $\tilde{V}_{sn}$ , y de la corriente de falla,  $\tilde{I}_f$ , de la siguiente manera:

$$\tilde{I}_{sp} = \frac{\tilde{V}_{sp} - \tilde{E}_{sp}}{r_s + j\omega_e \left( L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \right)} + \frac{1}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd} \tilde{I}_f, \quad (3.7)$$

$$\tilde{I}_{sn} = \frac{\tilde{V}_{sn} - \tilde{E}_{sn}}{r_s + j\omega_e \left( L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \right)} + \frac{1}{3} \boldsymbol{\mu}_{qd}^* \tilde{I}_f, \quad (3.8)$$

donde, la impedancia de secuencia se define como:  $Z = Z_{sp} = Z_{sn} = r_s + j\omega_e \left( L_{ls} + \frac{3}{2}L_M \right)$ .

Seguidamente, la corriente de falla se obtiene desde (2.84) de acuerdo con:

$$\tilde{I}_f = \frac{\frac{\mu_{qd}^*}{\|\mu_{qd}\|} \tilde{V}_{sp} + \frac{\mu_{qd}}{\|\mu_{qd}\|} \tilde{V}_{sn}}{\left(1 - \frac{2}{3} \|\mu_{qd}\|\right) (r_s + j\omega_e L_{ls}) + \frac{r_f}{\|\mu_{qd}\|}}, \quad (3.9)$$

donde, la impedancia de falla se define como,

$$Z_f = \left(1 - \frac{2}{3} \|\mu_{qd}\|\right) (r_s + j\omega_e L_{ls}) + \frac{r_f}{\|\mu_{qd}\|}, \quad (3.10)$$

así, reemplazando (3.10) en (3.9), la expresión de la corriente de falla puede reescribirse como:

$$\tilde{I}_f = \frac{\mu_{qd}^*}{\|\mu_{qd}\|} \frac{\tilde{V}_{sp}}{Z_f} + \frac{\mu_{qd}}{\|\mu_{qd}\|} \frac{\tilde{V}_{sn}}{Z_f}. \quad (3.11)$$

Ahora, reemplazando (3.11) en (3.7), la componente secuencia positiva viene dada por:

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{sp} &= \frac{\tilde{V}_{sp} - \tilde{E}_{sp}}{Z} + \frac{1}{3} \mu_{qd} \left( \frac{\mu_{qd}^*}{\|\mu_{qd}\|} \frac{\tilde{V}_{sp}}{Z_f} + \frac{\mu_{qd}}{\|\mu_{qd}\|} \frac{\tilde{V}_{sn}}{Z_f} \right) \\ &= \frac{1}{Z} (\tilde{V}_{sp} - \tilde{E}_{sp}) + \frac{1}{3Z_f} (\|\mu_{qd}\| \tilde{V}_{sp} + \mu_{qd}^* \tilde{V}_{sn}), \end{aligned} \quad (3.12)$$

y la componente de secuencia negativa se obtiene reemplazando (3.11) en (3.8),

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{sn} &= \frac{\tilde{V}_{sn} - \tilde{E}_{sn}}{Z} + \frac{1}{3} \mu_{qd}^* \left( \frac{\mu_{qd}^*}{\|\mu_{qd}\|} \frac{\tilde{V}_{sp}}{Z_f} + \frac{\mu_{qd}}{\|\mu_{qd}\|} \frac{\tilde{V}_{sn}}{Z_f} \right) \\ &= \frac{1}{Z} (\tilde{V}_{sn} - \tilde{E}_{sn}) + \frac{1}{3Z_f} (\mu_{qd} \tilde{V}_{sp} + \|\mu_{qd}\| \tilde{V}_{sn}). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Aquí se puede notar que para la máquina sin averías, las expresiones (3.12) y (3.13) contienen sólo el primer término a la derecha de las igualdades (ver el caso presentado en la Fig. 2.2 para la condición  $\|\mu_{qd}\| = 0$ ). Sin embargo, ante un CCEE, el número de espiras en cortocircuito y su ubicación en los bobinados de fase queda totalmente caracterizado en el segundo término a la derecha de la igualdad en ambas ecuaciones. Por otro lado, reiterando el desarrollo realizado en la Sección 2.3.1 del capítulo anterior con el fin de obtener el modelo convencional de la MSIP para el EE, las corrientes estimadas pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\tilde{I}'_{sp} = \frac{\tilde{V}_{sp} - \tilde{E}_{sp}}{\hat{Z}}, \quad (3.14)$$

$$\tilde{I}'_{sn} = \frac{\tilde{V}_{sn} - \tilde{E}_{sn}}{\hat{Z}}, \quad (3.15)$$

donde,  $\hat{Z}$  es la impedancia característica, compuesta por los parámetros nominales o estimados de la MSIP.

En definitiva, el RVC en componentes de secuencia se obtiene realizando la diferencia entre las componentes de las corrientes (3.12) y (3.13), y las estimadas (3.14) y (3.15), conforme a:

$$\tilde{r}_{sp} = \left( \frac{1}{Z} - \frac{1}{\hat{Z}} \right) (\tilde{V}_{sp} - \tilde{E}_{sp}) + \frac{1}{3Z_f} (\|\mu_{qd}\| \tilde{V}_{sp} + \mu_{qd}^* \tilde{V}_{sn}) \quad (3.16)$$

$$\tilde{r}_{sn} = \left( \frac{1}{Z} - \frac{1}{\hat{Z}} \right) (\tilde{V}_{sn} - \tilde{E}_{sn}) + \frac{1}{3Z_f} (\mu_{qd} \tilde{V}_{sp} + \|\mu_{qd}\| \tilde{V}_{sn}) \quad (3.17)$$

De acuerdo con las ecuaciones (3.16) y (3.17) se observan dos términos bien diferenciados a la derecha de ambas igualdades. El primero de ellos puede manifestarse debido a diferencias entre los parámetros característicos del estimador respecto a los parámetros que presenta la máquina durante el funcionamiento o por errores cometidos en la estimación de FEM inducida. Existen diversos fenómenos que pueden modificar la impedancia característica de la MSIP tales como las variaciones de la resistencia de los bobinados por fluctuaciones de temperatura [112], la saturación magnética del núcleo [113], la desmagnetización de los imanes permanentes [114] y resistencias de alto contacto [115, 116]. Por ello, el término hasta aquí analizado no puede despreciarse. En este caso, se observa que la tensión de secuencia positiva impone una relevante influencia del error de parámetros sobre la componente del RVC de secuencia positiva. Sin embargo, dado que la componente fundamental de tensión y FEM de secuencia negativa presenta una magnitud considerablemente menor que la componente de secuencia positiva [106], se deduce que la componente,  $\tilde{r}_{sn}$ , es poco sensible a los errores de parámetros. Por lo tanto, despreciando la tensión de secuencia negativa y considerando que el flujo magnético de los imanes presenta sólo la componente fundamental de secuencia positiva (ver las hipótesis simplificadoras asumidas para la definición del modelo) el RVC puede reescribirse como:

$$\tilde{r}_{sp} = \underbrace{\left( \frac{1}{Z} - \frac{1}{\hat{Z}} \right) (\tilde{V}_{sp} - \tilde{E}_{sp})}_{\tilde{r}_{p,sp}} + \underbrace{\frac{1}{3Z_f} \|\mu_{qd}\| \tilde{V}_{sp}}_{\tilde{r}_{f,sp}} \quad (3.18)$$

$$\tilde{r}_{sn} = \frac{1}{3Z_f} \mu_{qd} \tilde{V}_{sp} \quad (3.19)$$

De (3.18) se observan dos términos resultantes; el primer término relacionado con los errores de parámetros de secuencia positiva,  $\tilde{r}_{p,sp}$ , y, el segundo producto de la avería en bobinados,  $\tilde{r}_{f,sp}$ . Por otro lado, la componente (3.19) es proporcional tanto al FFV como a la magnitud de la corriente de falla dada por:  $\tilde{I}_f = \frac{\tilde{V}_{sp}}{Z_f}$ .

### 3.2.2.1. Descomposición en secuencias del RVC

Para realizar la descomposición en secuencias del RVC se utiliza la teoría de transformación entre marcos de referencias síncronos. De esta manera, las variables eléctricas expresadas en un marco de referencia específico, por ejemplo en marco de referencia estacionario  $qd0$ , pueden transformarse hacia cualquier otro sistema de referencia sin la necesidad retomar las variables originales de la máquina en el referencial  $abc$ . La transformación entre marcos de referencia se define de la siguiente manera [66]:

$$\mathbf{f}_{qd0}^y = {}^x\mathbf{K}^y \mathbf{f}_{qd0}^x, \quad (3.20)$$

donde,  $x$  define el marco de referencia de la variables que están siendo transformadas e  $y$  define el sistema de referencia al que las variables eléctricas se están transformando.

La matriz de transformación entre marcos de referencia viene dada por:

$${}^x\mathbf{K}^y = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y - \theta_x) & -\sin(\theta_y - \theta_x) \\ \sin(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

y su inversa,

$$({}^x\mathbf{K}^y)^{-1} = ({}^x\mathbf{K}^y)^T, \quad (3.22)$$

donde  $\theta_x = \omega_x t$  es la posición instantánea del referencial de la variables originales con velocidad angular constante,  $\omega_x$  y  $\theta_y = \omega_y t$  es la posición del referencial transformado girando a la velocidad angular constante,  $\omega_y$ .

Dado que las variables eléctricas se encuentran en el marco de referencia estacionario  $qd$  con velocidad de rotación  $\omega_x = 0$ , y además se toma como referencia  $\theta_x = 0$ , la transformación del RVC hacia un referencial con velocidad angular cualquiera viene dada por:

$$\mathbf{r}_{qd}^y = \mathbf{K}^y \mathbf{r}_{qd}, \quad (3.23)$$

donde la matriz de transformación,  $\mathbf{K}^y$ , se define como,

$$\mathbf{K}^y = \begin{bmatrix} \cos \theta_y & -\sin \theta_y \\ \sin \theta_y & \cos \theta_y \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

El vector,  $\mathbf{r}_{qd}^y$ , contiene las componentes en coordenadas  $qd$  del RVC proyectadas en un marco de referencia con velocidad angular  $\omega_y$ .

En un referencial fijo al estátor, la componente de secuencia positiva oscila a la frecuencia eléctrica impuesta por el sistema de alimentación. Por lo tanto, si la frecuencia angular del marco de referencia coincide con la frecuencia de las variables que están siendo transformadas, la componente de secuencia positiva se verá como una señal de continua. Dado que la componente de secuencia negativa oscila con la misma frecuencia angular eléctrica pero en sentido de giro opuesto, en un marco de referencia rotando a la frecuencia angular de secuencia positiva, dicha componente oscilará al doble de la frecuencia que originalmente tenía en el referencial estacionario. Por lo tanto, luego de la transformación aplicada, la componente de secuencia positiva (constante) puede ser efectivamente separada de la componente de secuencia negativa (oscilante) utilizando un FPB.

De la misma forma, si la frecuencia angular del marco de referencia coincide con la frecuencia de la componente de secuencia negativa, la misma metodología puede aplicarse para separar las componentes de secuencia del RVC.

Para llevar a cabo lo recientemente descrito, primero, la componente de secuencia positiva se obtiene al proyectar el RVC en un marco de referencia de posición y velocidad angular estimada a partir de (3.3), (3.4). Segundo, la señal resultante puede separarse por medio de un FPB. Entonces, la componente se obtiene de la siguiente manera:

$$\mathbf{r}_{sp} = \mathbf{K}_{sp}^y \mathbf{r}_{qd}, \quad (3.25)$$

donde la matriz transformación de secuencia positiva,  $\mathbf{K}_{sp}^y$ , se define como,

$$\mathbf{K}_{sp}^y = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_r & -\sin \hat{\theta}_r \\ \sin \hat{\theta}_r & \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

De modo similar, la componente de secuencia negativa se obtiene de la siguiente manera:

$$\mathbf{r}_{sn} = \mathbf{K}_{sn}^y \mathbf{r}_{qd}, \quad (3.27)$$

donde la matriz transformación de secuencia negativa,  $\mathbf{K}_{sn}^y$ , se define como,

$$\mathbf{K}_{sn}^y = \begin{bmatrix} \cos(-\hat{\theta}_r) & -\sin(-\hat{\theta}_r) \\ \sin(-\hat{\theta}_r) & \cos(-\hat{\theta}_r) \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Los vectores  $\mathbf{r}_{sp} = [r_{sp}^q \ r_{sp}^d]^T$  y  $\mathbf{r}_{sn} = [r_{sn}^q \ r_{sn}^d]^T$  contienen las componentes de secuencia positiva y negativa, respectivamente, del RVC en coordenadas  $qd$ .

### 3.2.2.2. Recomposición del Residuo Vectorial de Corrientes de Avería, RVCA

La presente sección tiene por objetivo proponer una recomposición del RVCA, que sólo contiene información sobre el CCEE, a partir de las componentes de secuencias del RVC. Para comenzar con el análisis, en (3.18) se puede apreciar que la componente de secuencia positiva contiene los efectos combinados de las variaciones de parámetros y los provocados por un CCEE en bobinados de estátor. Ahora, considerando sólo el término relacionado con un CCEE,  $\tilde{r}_{f,sp}$ , se observa que tal componente es proporcional al producto entre el módulo del FFV y la corriente de falla,  $\|\mu_{qd}\| \tilde{I}_f$ . Es decir, la componente de secuencia positiva del RVC producto de la avería no contiene información sobre el ángulo del FFV. Por otro lado, analizando (3.19) se observa que la componente de secuencia negativa contiene el FFV sin restricciones, esto es, permite caracterizar por completo un CCEE en bobinados ( $\|\mu_{qd}\|, \angle \mu_{qd}$ ). Además, es importante notar que el módulo de los términos relacionados con la avería presentan magnitudes exactamente iguales en ambas componentes de secuencia. Por lo tanto, teniendo en cuenta estas particularidades, el RVCA sensible a un CCEE puede ser recompuesto de la siguiente manera:

- *Módulo del RVCA*: el módulo de la componente de secuencia negativa,  $\|\mathbf{r}_{sn}\|$ , se utiliza para recomponer el módulo de la componente de secuencia positiva del RVCA dado que es indiferente a los efectos producidos por las variaciones de parámetros. De esta forma, la señal resultante es directamente proporcional al FFV y a la corriente de falla.
- *Fase del RVCA*: la fase angular del RVC se obtiene mediante la diferencia relativa entre la posición angular instantánea de los referenciales de secuencia positiva y negativa, definidos en (3.25) y (3.27), de acuerdo con:

$$\phi_\mu = |\phi_{r_{sn}}| - |\phi_{r_{sp}}| \quad (3.29)$$

donde el ángulo resultante,  $\phi_\mu$ , indica la ubicación del CCEE en los bobinados de fase,  $\phi_{r_{sn}} = \tan^{-1} \left( \frac{r_{sn}^d}{r_{sn}^q} \right)$  y  $\phi_{r_{sp}} = \tan^{-1} \left( \frac{r_{sp}^d}{r_{sp}^q} \right)$  representan la posición angular del marco de referencia de secuencia positiva y negativa respecto al referencial estacionario, respectivamente.

Una vez definido el módulo y la fase, la componente de secuencia positiva del RVCA puede ser reconstituida de la siguiente manera:

$$\mathbf{r}_{f,sp} = (\mathbf{K}_{sp}^y)^{-1} \mathbf{r}_{sn}, \quad (3.30)$$

donde la fase angular de la matriz de transformación viene dada por  $\hat{\theta}'_r = \hat{\theta}_r + \phi_\mu$ .

Y la componente de secuencia negativa se obtiene como,

$$\mathbf{r}_{f,sn} = (\mathbf{K}_{sn}^y)^{-1} \mathbf{r}_{sn}. \quad (3.31)$$

Los vectores,  $\mathbf{r}_{f,sp} = [r_{f,sp}^q \ r_{f,sp}^d]^T$  y  $\mathbf{r}_{f,sn} = [r_{f,sn}^q \ r_{f,sn}^d]^T$ , contienen las componentes de secuencia positiva y negativa, respectivamente, del RVCA reconstituido expresado en el marco de referencia estacionario  $qd$ .

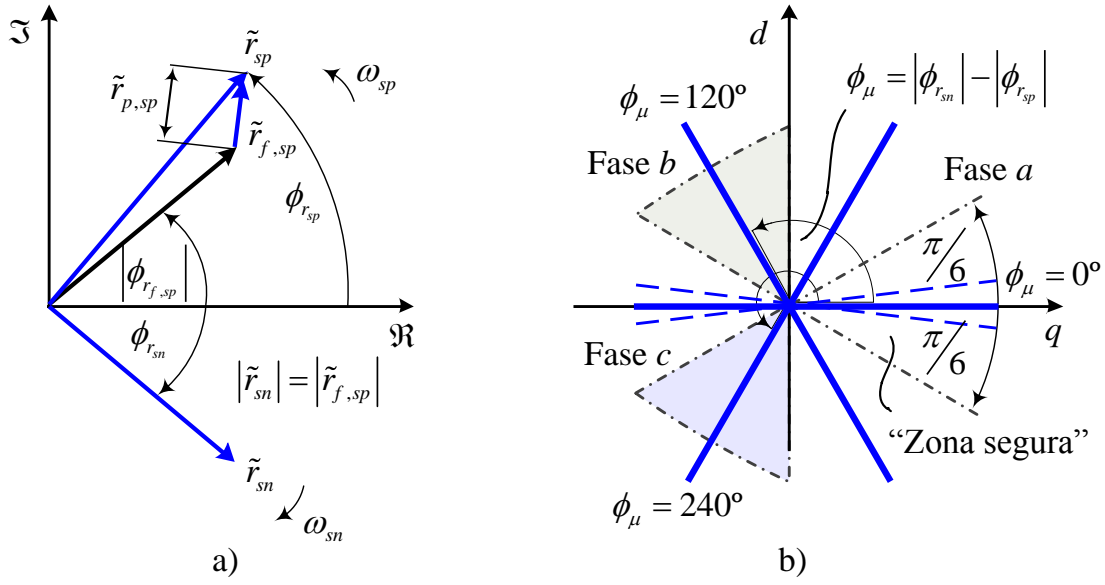
Finalmente, la señal RVCA se obtiene mediante la suma algébrica de las componentes de secuencia sobre cada uno de los ejes del marco de referencia  $qd$ , de la siguiente manera,

$$\mathbf{r}_{f,qd} = \mathbf{r}_{f,sp} + \mathbf{r}_{f,sn}. \quad (3.32)$$

### 3.2.3. Diagnóstico de un CCEE en bobinados

En esta sección se realiza el diagnóstico de un CCEE en bobinados a partir de RVCA reconstituido. Para mejorar el entendimiento de la propuesta, en la Fig. 3.3 se muestra un esquema representativo del RVC en el plano  $qd$ . En la Fig. 3.3a) se representan los fasores correspondiente a las componentes  $\tilde{r}_{sp}$  y  $\tilde{r}_{sn}$  para un CCEE en bobinados de la fase  $a$ . Aquí se pueden analizar dos casos particulares: *caso 1*: si se considera que no existen errores de parámetros, el módulo y la fase angular del fasor de parámetros,  $(\|\tilde{r}_{p,sp}\|, \angle\phi_{p,sp})$ , tendrán magnitudes nulas. Notar que en esta situación el RVCA resultante de la recomposición será idéntico al RVC generado por la avería. En consecuencia, las componentes de secuencias,  $\tilde{r}_{f,sp}$  y  $\tilde{r}_{f,sn}$ , tendrán módulos iguales pero fases opuestas, relativas al marco de referencias estacionario.

Otra manera de representar el RVCA en el plano  $qd$  se obtiene al proyectar la componente del eje  $q$  en función de la componente  $d$ , tal como se muestra en la Fig. 3.3b). El análisis del trazado de las curvas sobre el plano  $qd$  es un método utilizado para el diagnóstico de fallas en las máquinas eléctricas [47, 117, 118]. En este caso, un CCEE en bobinados de la fase  $a$  queda caracterizado por la traza superpuesta sobre el eje  $q$  (mostrada en línea continua), donde la longitud de esta semirrecta indica la severidad de la avería y su dirección dada por  $\phi_\mu = 0$  rad. determina el bobinado defectuoso. El razonamiento expuesto es válido para analizar una avería en cualquiera de las demás fases. Aunque el modulo del RVCA no se modifica para la misma severidad de la falla, su dirección cambia hacia  $\phi_\mu = 120$  rad. o  $\phi_\mu = 240$  rad., indicando un CCEE en bobinados de la fase  $b$  o  $c$ , respectivamente.



**Figura 3.3:** Esquema representativo del RVC. a) Representación fasorial de una avería en bobinados de la fase a. b) Diagnóstico de un CCEE en bobinados de estátor.

Sin embargo, las variaciones de parámetros por cambios físicos en la impedancia característica de la máquina no pueden despreciarse. Entonces, el *caso 2*: considera los efectos de las desviaciones paramétricas sobre el RVC. Como resultado de incluir dentro del análisis el fasor de error de parámetros, en la Fig. 3.3 a) se observa que la componente de secuencia positiva incrementa el módulo y la fase angular ( $\tilde{r}_{sp}$ ,  $\angle\phi_{sp}$ ). Estas alteraciones perjudican el proceso de recomposición del RVCA, provocando la desviación angular de las semirrectas originales (mostradas en línea de trazos) en la Fig. 3.3 b).

En conclusión, para garantizar un diagnóstico sin errores se define una región en el plano  $qd$  delimitada por dos nuevas semirrectas que forman un ángulo convexo de  $\pi/3$  rad. en la dirección que identifica la ubicación del bobinado defectuoso. La región en el plano denominada “Zona segura” se define de la siguiente manera:

$$\mathbf{r}_{f,qd} \equiv \begin{cases} \text{para: } -\frac{\pi}{6} < \phi_{\mu+} < \frac{\pi}{6} & \rightarrow \text{CCEE en la fase } a \\ \|\mathbf{r}_{f,qd}\| < \phi_{\mu+} & \text{para: } -\frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3} < \phi_{\mu+} < \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6} \rightarrow \text{CCEE en la fase } b \\ \text{para: } -\frac{\pi}{6} + \frac{4\pi}{3} < \phi_{\mu+} < \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{6} & \rightarrow \text{CCEE en la fase } c \end{cases} \quad (3.33)$$

donde,  $\phi_{\mu+}$  es la dirección actual de las semirrectas sobre el plano  $qd$ .



### 3.2.3.1. Cancelación del RVCA del RVC

Una vez realizado el procesamiento de señales, la cancelación del RVCA del RVC original es una tarea menos compleja que se lleva a cabo por medio de la siguiente operación algebraica:

$$\mathbf{r}_p = \mathbf{r}_{qd} - \mathbf{r}_{f,qd}. \quad (3.34)$$

Esta señal puede ser analizada para determinar otras asimetrías en las corrientes de la MSIP.

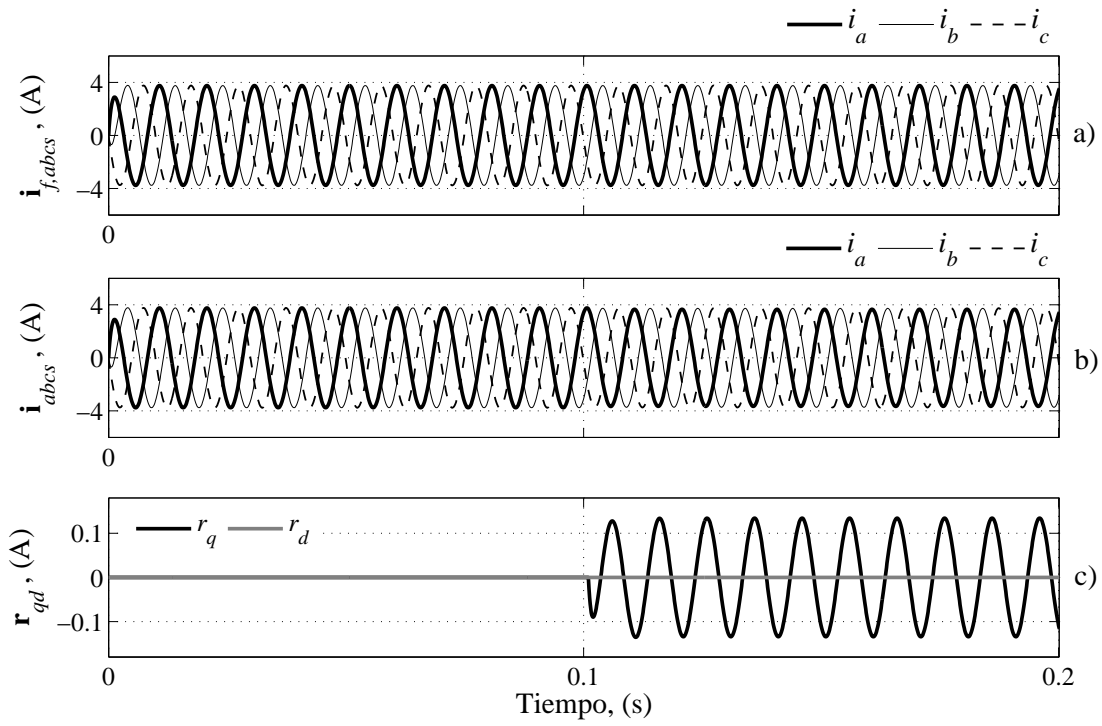
## 3.3. Resultados

La estrategia de diagnóstico desarrollada se implementó en simulación digital utilizando el modelo dinámico con averías generalizado del Capítulo 2. Luego, empleando un prototipo de MSIP se validó de manera experimental. La totalidad de los resultados presentados a continuación se obtuvieron utilizando la configuración eléctrica detallada en C.2 del Apéndice C, y bajo iguales condiciones de falla a las mencionadas en la Sección 2.5 del capítulo anterior.

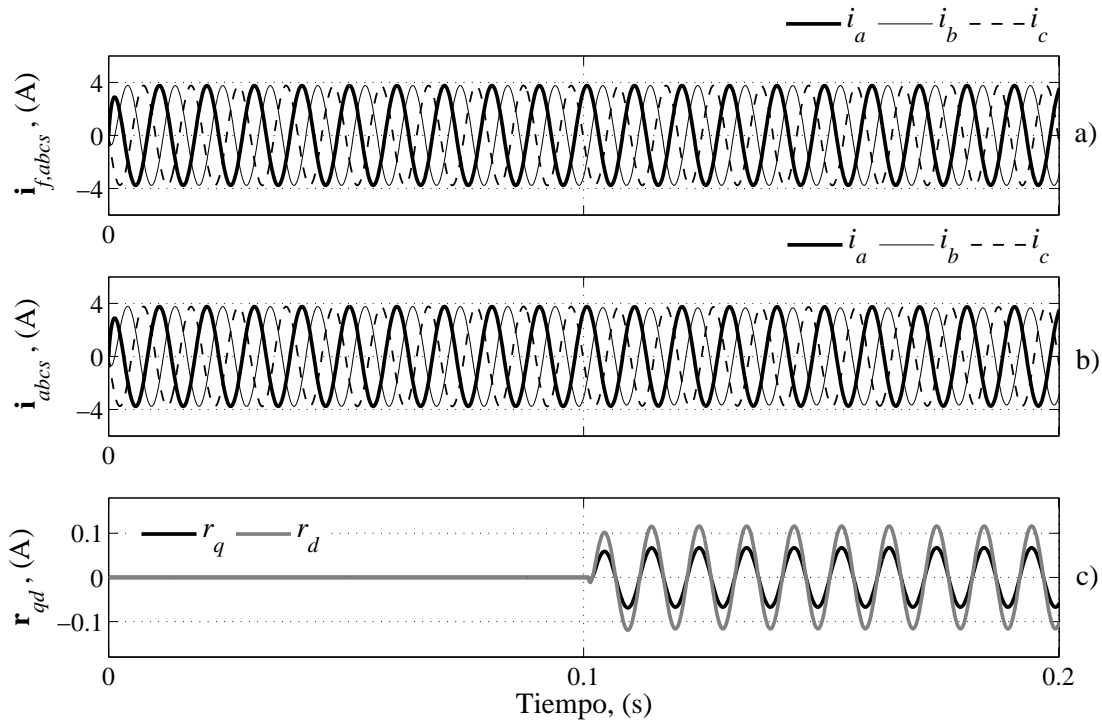
### 3.3.1. Simulaciones Numéricas

Con el objetivo de analizar la estrategia propuesta, a continuación, se evalúa el desempeño a través de simulaciones utilizando el modelo generalizado de la MSIP con avería. La configuración utilizada es idéntica a la descrita en la Sección 2.4 del capítulo anterior. Dado que un CCEE en bobinados provoca desequilibrios en las tensiones y las corrientes que pueden distinguirse según el bobinado de fase en donde se origine la falla, el RVC se obtiene al efectuar la diferencia numérica entre las soluciones derivadas del modelo con falla y de la estrategia propuesta de manera simultánea. Los parámetros configurados en los modelos analíticos para la simulación digital corresponden al prototipo de MSIP detallado en la Sección C.1.1 del Apéndice C.

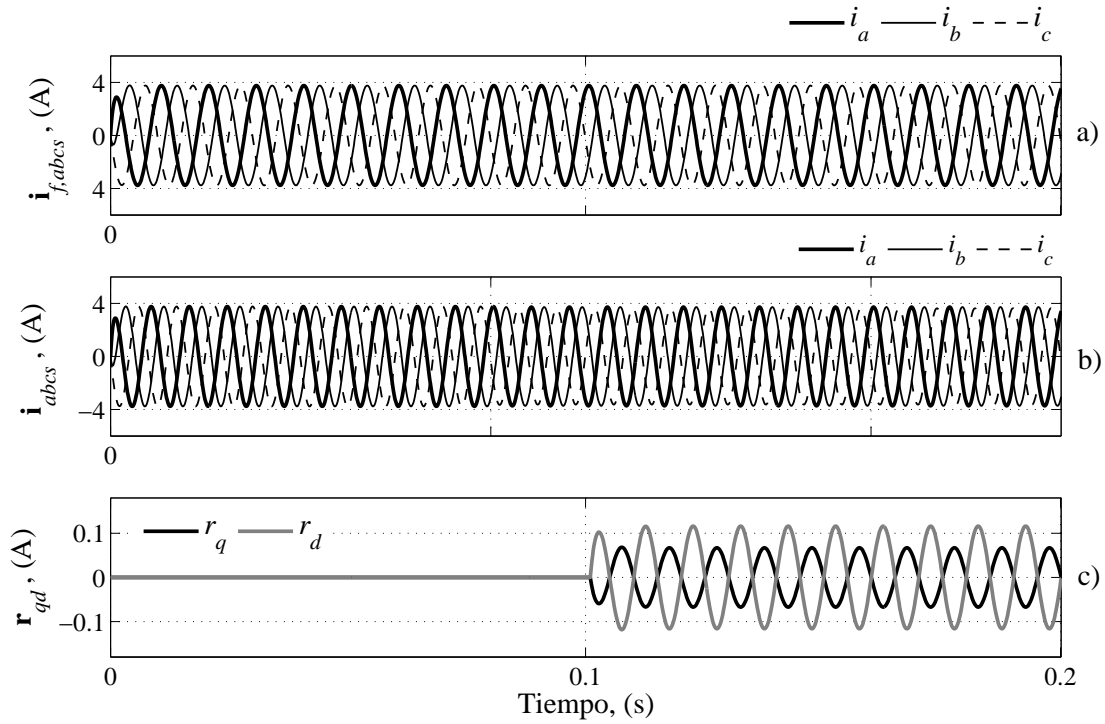
En las siguientes Fig. 3.4, Fig. 3.5 y Fig. 3.6 se presentan a) las corrientes de estátor con averías, b) las corrientes nominales simétricas, y c) el RVC producto de un CCEE en diferentes bobinados del estátor (10 espiras en cortocircuito, 3,7 % del bobinado, a partir de  $t > 0,1$  s para 1500 rpm). En los casos presentados, los parámetros configurados son exactamente iguales, es decir, no existen variaciones de parámetros u otras perturbaciones entre ambos modelos analíticos. Para esta condición ideal, el RVC generado sólo por la avería es idéntico al RVCA resultante



**Figura 3.4:** Corrientes en el marco de referencia  $abc$  con un CCEE en bobinados de la fase  $a$ . a) Corrientes con avería. b) Corrientes del modelo sin falla. c) RVC.



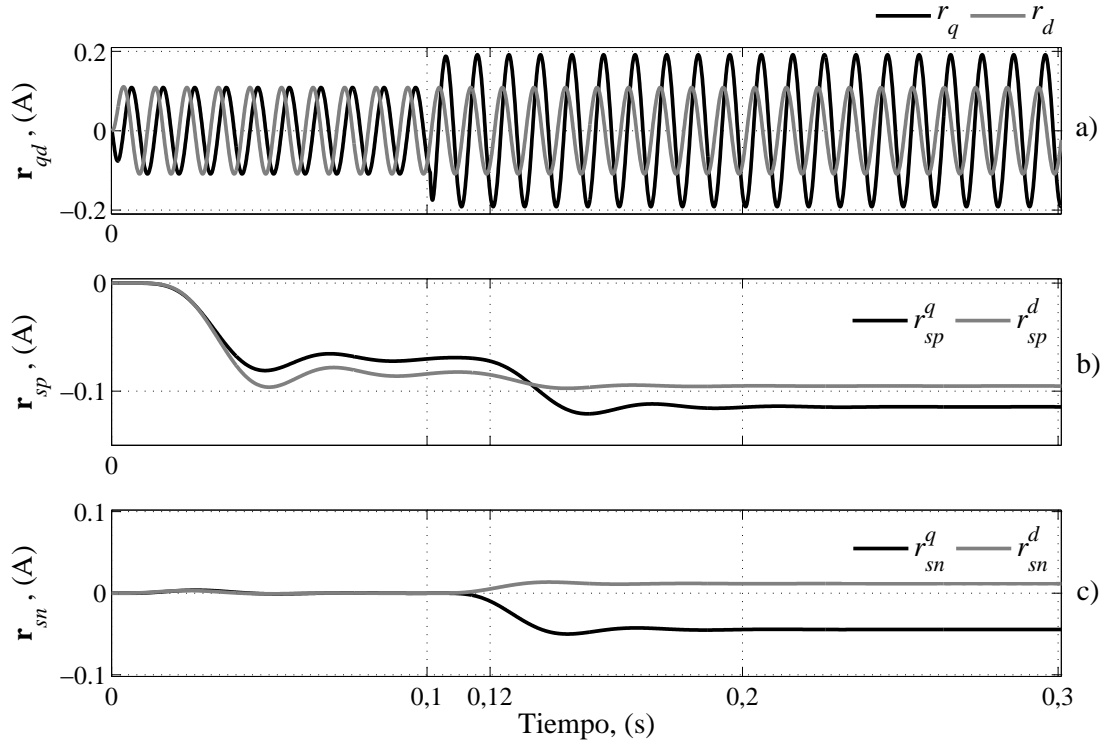
**Figura 3.5:** Corrientes en marco de referencia  $abc$  con un CCEE en bobinados de la fase  $b$ . a) Corrientes con avería. b) Corrientes del modelo sin falla. c) RVC.



**Figura 3.6:** Corrientes en marco de referencia  $abc$  con un CCEE en bobinados de la fase  $c$ . a) Corrientes con avería. b) Corrientes del modelo sin falla. c) RVC.

de la recomposición. Se observa que el RVC obtenido para los tres casos es una señal nula antes de producirse la avería. Sin embargo, al momento de generarse el CCEE, las señales temporales pueden ser claramente diferenciadas.

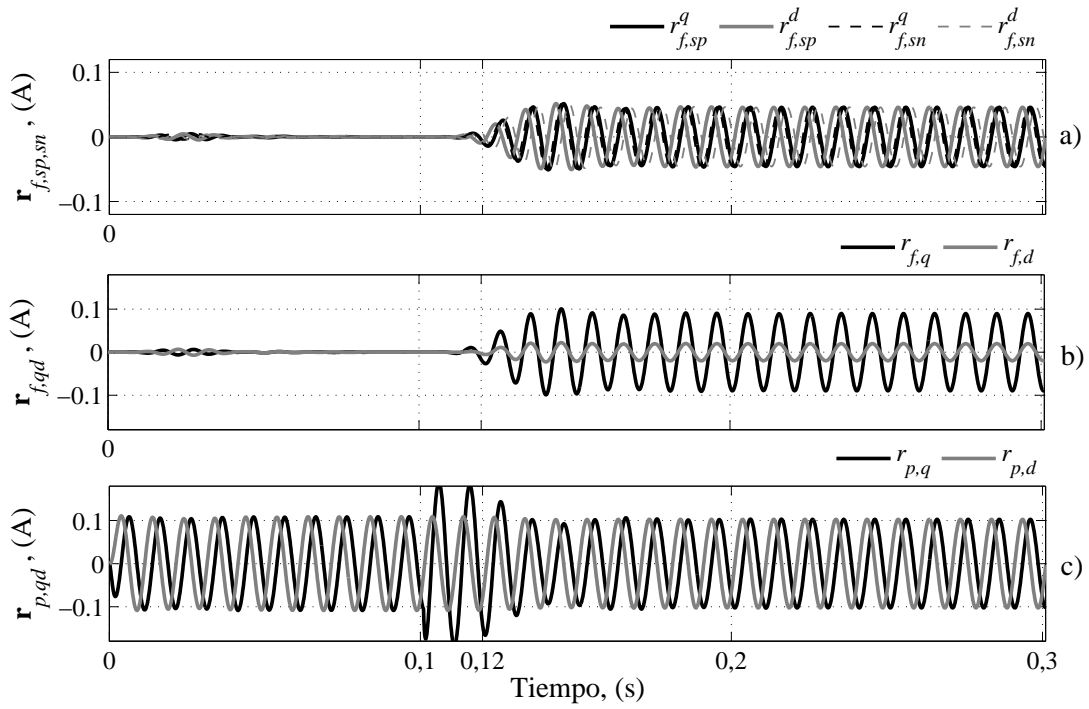
Para visualizar los efectos que causan las variaciones paramétricas, se modifica la resistencia de los bobinados,  $r_s$ , entre ambos modelos. Este parámetro mantiene su valor configurado en el modelo convencional pero incrementa su magnitud en  $(1 + \Delta_r)r_s$  con  $\Delta_r = 0,3$  en el modelo con averías, emulando una sobreelevación de temperatura en los bobinados de la máquina. En la Fig. 3.7 se presentan los resultados para un CCEE en bobinados de la fase  $a$ , manteniendo igual severidad de falla pero resistencias de bobinados desiguales. En la Fig. 3.7 a) se aprecian cambios significativos en la evolución del RVC producto de las perturbaciones incluidas. A diferencia de los casos anteriores, el RVC resulta en una señal no nula antes de producirse el CCEE. Dado que es poco adecuado utilizar dicha señal para diagnosticar una avería incipiente, se realiza el procesamiento de señales desarrollado en la Sección 3.2.2.1. Como resultado, en la Fig. 3.7 b) y c) se muestran las componentes de secuencia positiva y negativa del RVC en coordenadas  $qd$ , respectivamente. El error de secuencia positiva presenta magnitudes no nulas durante toda la simulación



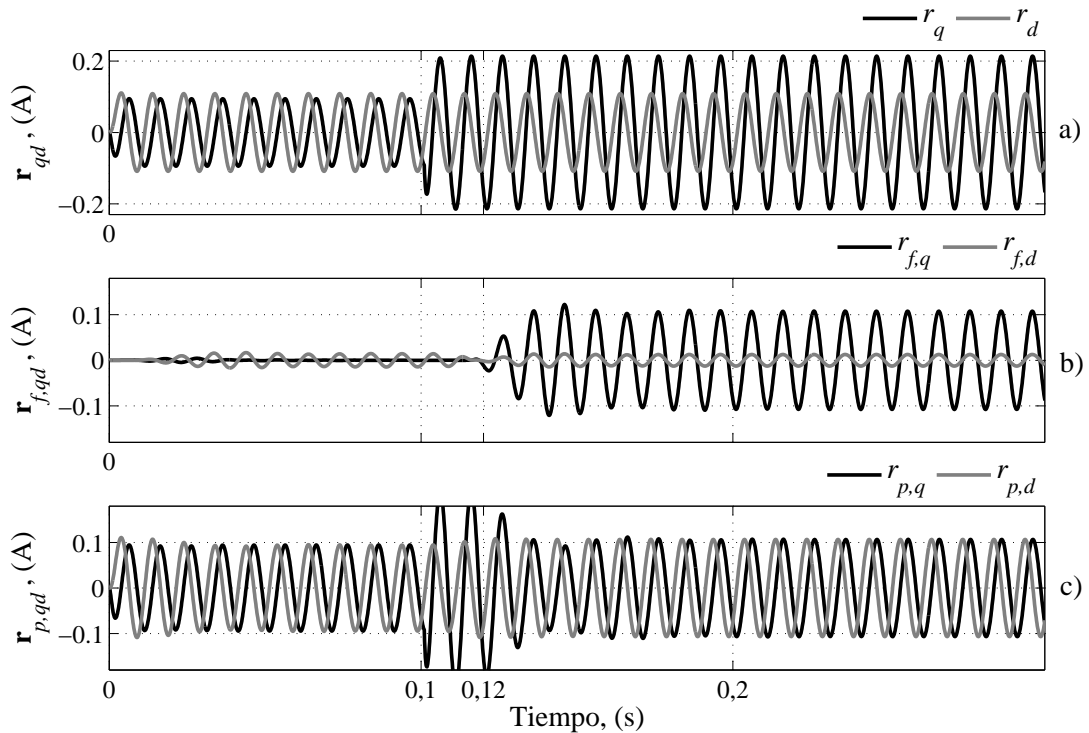
**Figura 3.7:** CCEE en bobinados de la fase  $a$ , con diferencia de resistencia entre el modelo y el estimador. a) RVC. b) Componente de secuencia positiva. c) Componente de secuencia negativa.

por causa de las variaciones de parámetros y del CCEE generado [ver los términos contenidos en la componente (3.18)]. Sin embargo, las componentes de secuencia negativa modifican su amplitud sólo cuando se produce la falla [componente definida en (3.19)]. Por estas características, las componentes de secuencia negativa del RVC se utilizan para recomponer el RVCA dado que presentan baja sensibilidad a los efectos producidos por las variaciones paramétricas. Las componentes que se muestran presentan un retardo debido al FPB usado en la descomposición, indicado sobre el eje de tiempos (aproximadamente entre  $0,1 < t < 0,12$ ).

En la Fig. 3.8 a) se muestran las componentes del RVCA en el marco de referencia estacionario  $qd$  obtenidas mediante el procedimiento desarrollado en la Sección 3.2.2.2. Efectuando la suma algebraica de las componentes sobre el eje  $q$  y el eje  $d$ , en la Fig. 3.8 b) se muestra el RVCA reconstituido. Comparando la señal resultante con el RVC mostrado en la Fig. 3.4 c), se pueden apreciar alteraciones en las componentes producto de las perturbaciones incluidas. Finalmente, en la Fig. 3.8 c) se muestra el error resultante una vez cancelado el RVCA del RVC original. Notar que la señal obtenida se corresponde con el error de secuencia positiva introducido por las variaciones paramétricas,  $\tilde{r}_{p,sp}$ , tal como se determinó de manera analítica en la Sección 3.2.2.



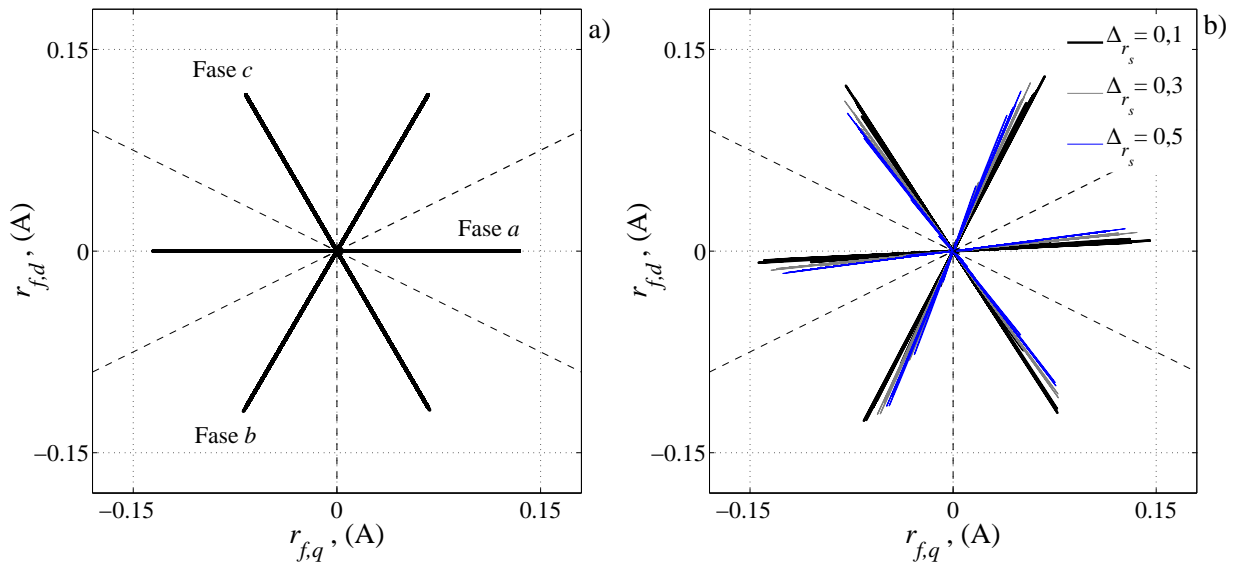
**Figura 3.8:** Diferencia de resistencia entre el modelo y el estimador. a) Componentes de secuencia positiva y negativa del RVCA. b) RVCA recompuesto. c) RVC cancelando el RVCA.



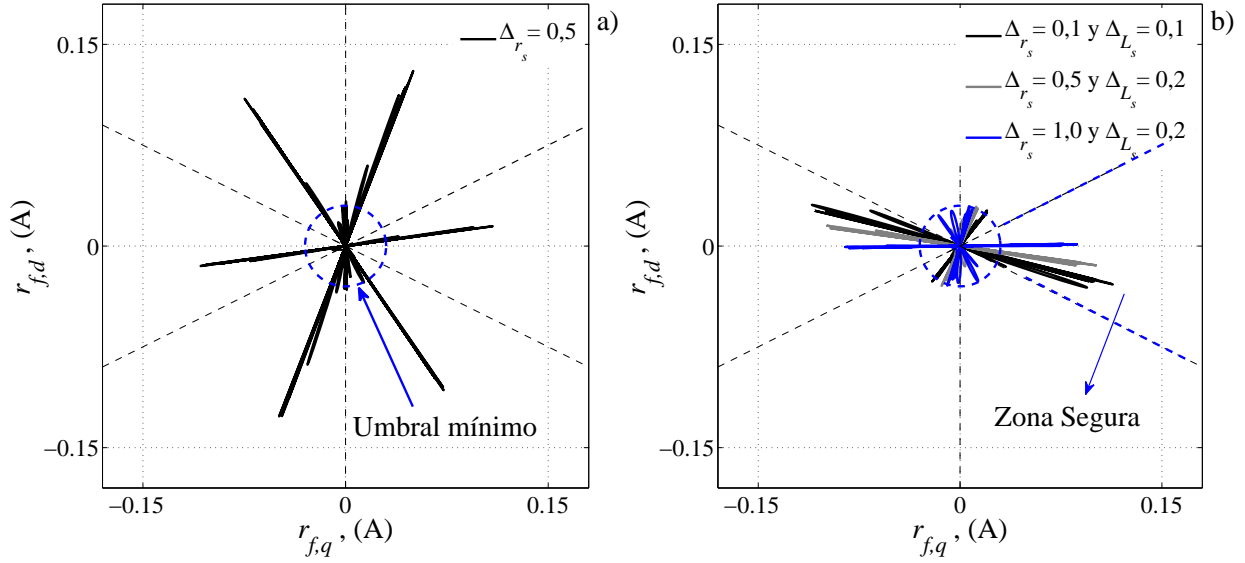
**Figura 3.9:** CCEE en bobinados con desequilibrio de corrientes de carga. a) RVC en coordenadas  $qd$  considerando diversas perturbaciones de corriente. b) RVCA. c) RVC cancelando el RVCA.

Dado que el RVC también evidencia los efectos de perturbaciones ajenas a la máquina, en la Fig. 3.9 se muestran los resultados incluyendo un 3 % ( $\tilde{I}_{sn}/\tilde{I}_{sp}$ ) de desequilibrio de corrientes y manteniendo las diferencias de parámetros entre ambos modelos. El desequilibrio incluido se consigue modificando la carga modelada en (2.85) de la Sección 2.4 del capítulo anterior. A diferencia de la Fig. 3.7a), en la Fig. 3.9a) se observan diferencias en las amplitudes de las componentes del RVC debido al desequilibrio introducido. Como consecuencia de ello, las componentes del RVCA se modifican antes de iniciarse la avería, durante el proceso de recomposición, tal como se muestra en la Fig. 3.9 b). Una vez cancelado el RVCA del RVC, en la Fig. 3.9 c) se presenta la señal obtenida de características similares a la mostrada en la Fig. 3.8 c). Esta señal resultante no se utiliza para el diagnóstico pero permite caracterizar otros errores inherentes que pueden ser analizados en los futuros trabajos.

Los alteraciones ocasionadas en la recomposición del RVCA pueden ser mejor visualizadas en el plano  $qd$ , como se muestra en la Fig. 3.10. Utilizando las componentes  $qd$  de los RVCA mostrados en las Fig. 3.4 c), Fig. 3.5 c) y Fig. 3.6 c), se consiguen las trazas de la Fig. 3.10 a) (proyección de la componente  $q$  en función de la  $d$  para los tres casos analizados). Dado que la cantidad de espiras afectadas se mantiene invariante pero el CCEE se manifiesta en bobinados de fases distintas, las semirrectas obtenidas mantienen su longitud pero no su dirección. De esta manera, la severidad y la localización de la avería en los bobinados de la MSIP pueden



**Figura 3.10:** RVCA sobre el plano  $qd$ . a) RVCA producto de un CCEE en fases diferentes. b) RVCA con variaciones en la resistencia de bobinados,  $(1 + \Delta_r)r_s$ .



**Figura 3.11:** RVCA con 3 % de desequilibrio de corrientes sobre el plano  $qd$ . a) RVCA incluyendo  $(1 + \Delta_r)r_s$  con  $\Delta_r = 0,5$ . b) RVCA incluyendo variaciones de  $(1 + \Delta_r)r_s$  y  $(1 + \Delta_L)L$ .

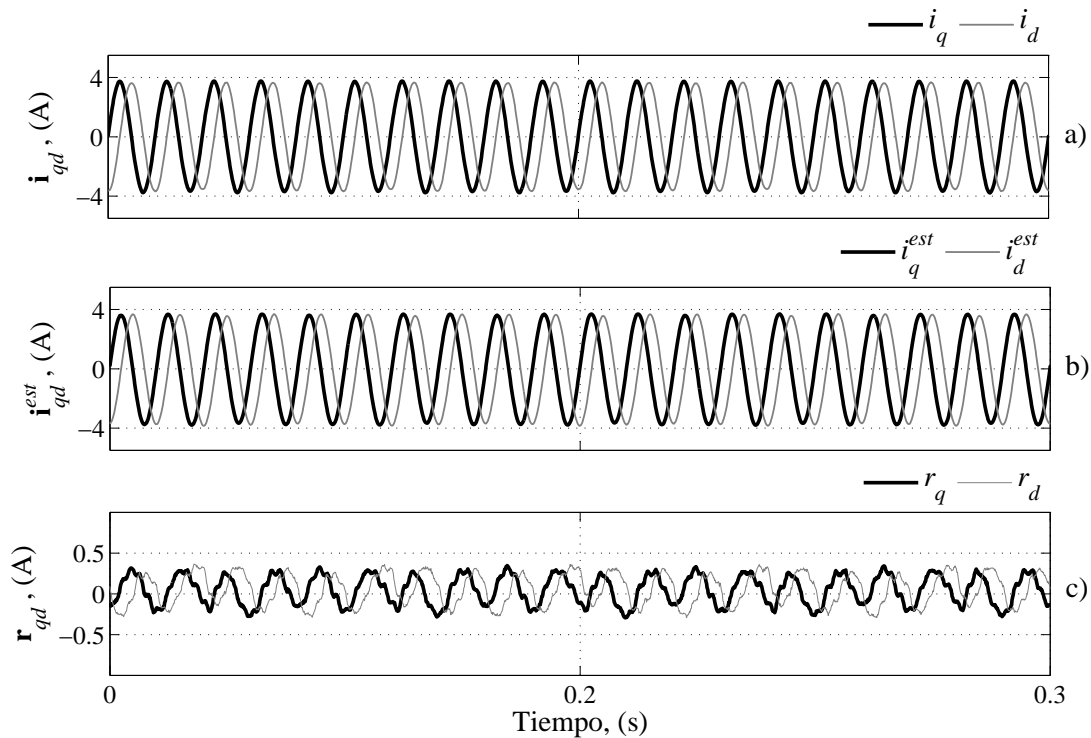
determinarse por medio de la magnitud y el ángulo que presentan las semirrectas en el plano  $qd$ . Por otro lado, en la Fig. 3.10 b) se muestran las trazas afectadas por el incremento gradual de la resistencia de bobinados. Tal como se mencionó durante el desarrollo analítico, las variaciones de parámetros introducen una ligera rotación angular de las semirrectas que debe ser considerada para un diagnóstico correcto.

Los resultados considerando desequilibrios en las corrientes de estátor se muestran en la Fig. 3.11. Primero, en la Fig. 3.11 a) se muestran las trazas del RVCA para un incremento del 50 % en la resistencia del bobinado. Segundo, en la Fig. 3.11 b) se visualizan los cambios producto de variaciones simultáneas de la resistencia del bobinado y de las inductancias de la máquina. Los errores de corriente de múltiples naturalezas producen efectos combinados bien diferenciados. Por un lado, antes de producirse la avería, los efectos de otras perturbaciones se visualizan en una señal de baja magnitud y dirección aleatoria. Por otro, un CCEE se diagnostica por medio de las semirrectas proporcionales a la severidad de la falla y dirección de acuerdo con la fase dañada. Por lo tanto, el diagnóstico seguro se garantiza definiendo zonas en el plano  $qd$  tal como se realiza en la Sección 3.2.3 y, además, definiendo un umbral mínimo para evitar falsas alarmas. El umbral mínimo será analizado en la Sección 3.3.3 junto con la definición de un nuevo factor de severidad de falla. Es importante mencionar que las perturbaciones introducidas son similares a las experimentadas por otros métodos anteriormente propuestos [11, 44, 102, 103].

### 3.3.2. Validación experimental

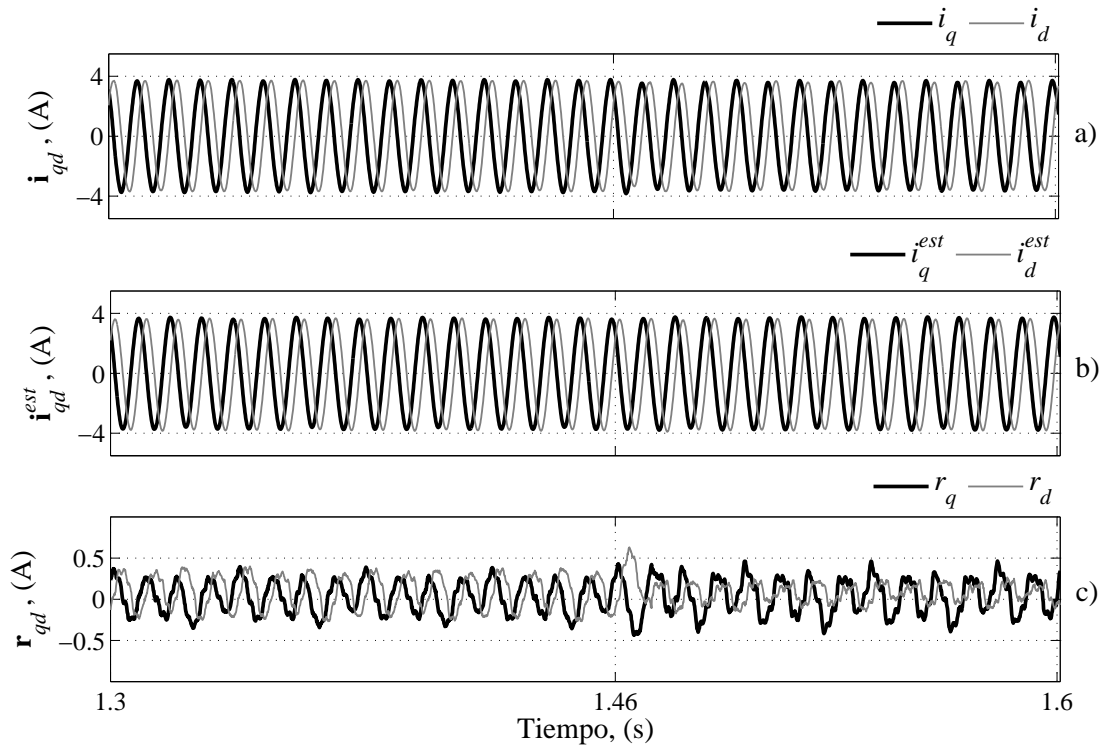
Los resultados experimentales se obtuvieron utilizando la configuración eléctrica empleada en la validación del modelo con avería descrita en la Sección 2.5 del capítulo anterior. Para mantener una correlación con las magnitudes de las señales eléctricas obtenidas mediante las simulaciones, se presentan resultados experimentales para 10 espiras en cortocircuito sobre las 270 que conforman el bobinado de una fase (3,7 %) para una velocidad de 1500 rpm. El análisis de sensibilidad del método frente a las perturbaciones estudiadas para otras severidades de falla y puntos de operación de la máquina se realiza con mayores detalles en la Sección 3.3.3.

Para comenzar, en la Fig. 3.12 se muestran las corrientes de estátor para la MSIP en condiciones normales de funcionamiento. En la Fig. 3.12 a) y b) se muestran las corrientes medidas a bornes de la MSIP y las estimadas mediante el observador de estados, respectivamente. Efectuando la diferencia entre ambas corrientes se obtiene el RVC mostrado en la Fig. 3.12 c). En condiciones ideales el RVC resultaría en una señal nula, sin embargo, las asimetrías inherentes se manifiestan en la señal obtenida. Cuando se produce un CCEE en bobinados de la fase  $a$ ,



**Figura 3.12:** Corrientes de estátor en marco de referencia  $qd$  sin avería. a) Medidas a bornes de la MSIP. b) Estimadas mediante el observador de estados. c) RVC.

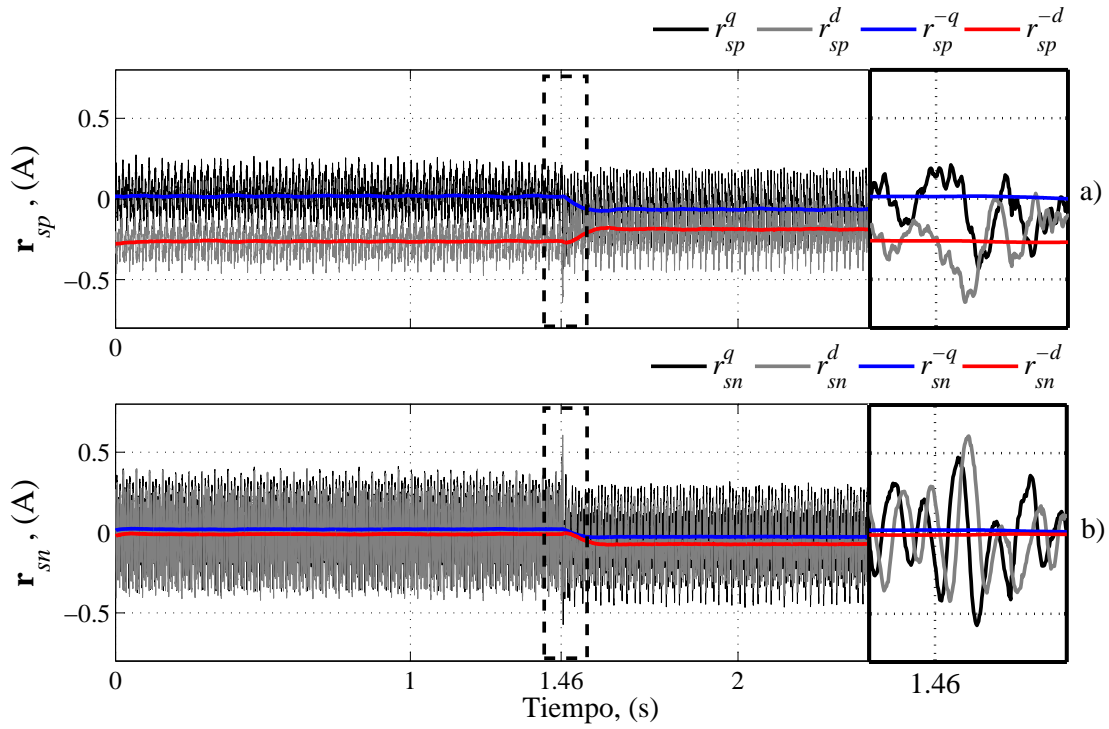




**Figura 3.13:** Corrientes de estátor en marco de referencia  $qd$  con un CCEE en bobinados. a) Medidas a bornes de la MSIP. b) Estimadas mediante el observador de estados. c) RVC.

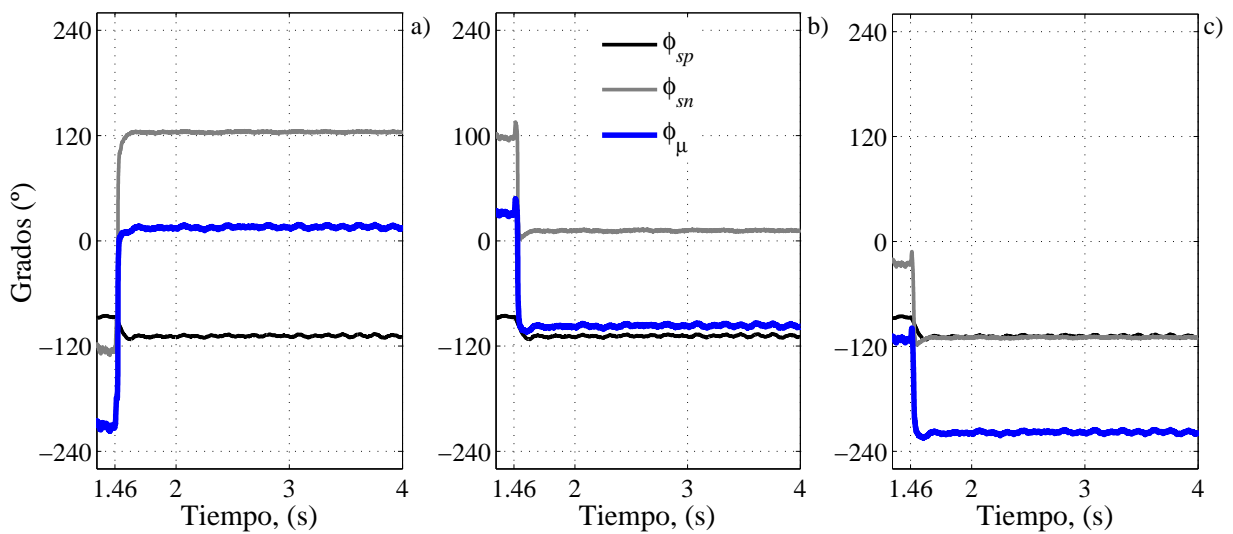
la evolución de las corrientes medidas y las estimadas se muestran en la Fig. 3.13 a) y b), respectivamente. La avería ocurre aproximadamente en  $t = 1,46$  s, luego de este instante, se produce el desequilibrio de las corrientes. En la Fig. 3.13 c) se muestra el RVC incluyendo los efectos de la avería en bobinados de estátor y las demás perturbaciones inherentes no modeladas.

Una vez realizado el procesamiento del RVC se obtienen las componentes en secuencias mostradas en la Fig. 3.14. En la Fig. 3.14 a) se presentan las señales transformadas en un marco de referencia síncrono con la frecuencia angular del sistema de alimentación. En este referencial, las componentes de secuencia positiva presentan magnitudes constantes y pueden ser separadas de las señales oscilantes utilizando un FPB. De manera similar, en la Fig. 3.14 b) se presentan las señales en el marco de referencia de secuencia negativa. A diferencia de las componentes mostradas en la Fig. 3.7 c), en el caso experimental las asimetrías inherentes producen componentes no nulas durante todo el ensayo, incluso antes de producirse la falla. Sobre ambas figuras se muestran en recuadro con mayor grado de detalle los transitorios de corrientes al momento de producirse el CCEE. Las posiciones angulares instantáneas de los referenciales de secuencias positiva y negativa,  $\phi_{sp}$  y  $\phi_{sn}$ , usados en la recomposición del RVCA se muestran en la Fig. 3.15.



**Figura 3.14:** Descomposición en secuencias del RVC. a) Componentes de secuencia positiva. b) Componentes de secuencia negativa.

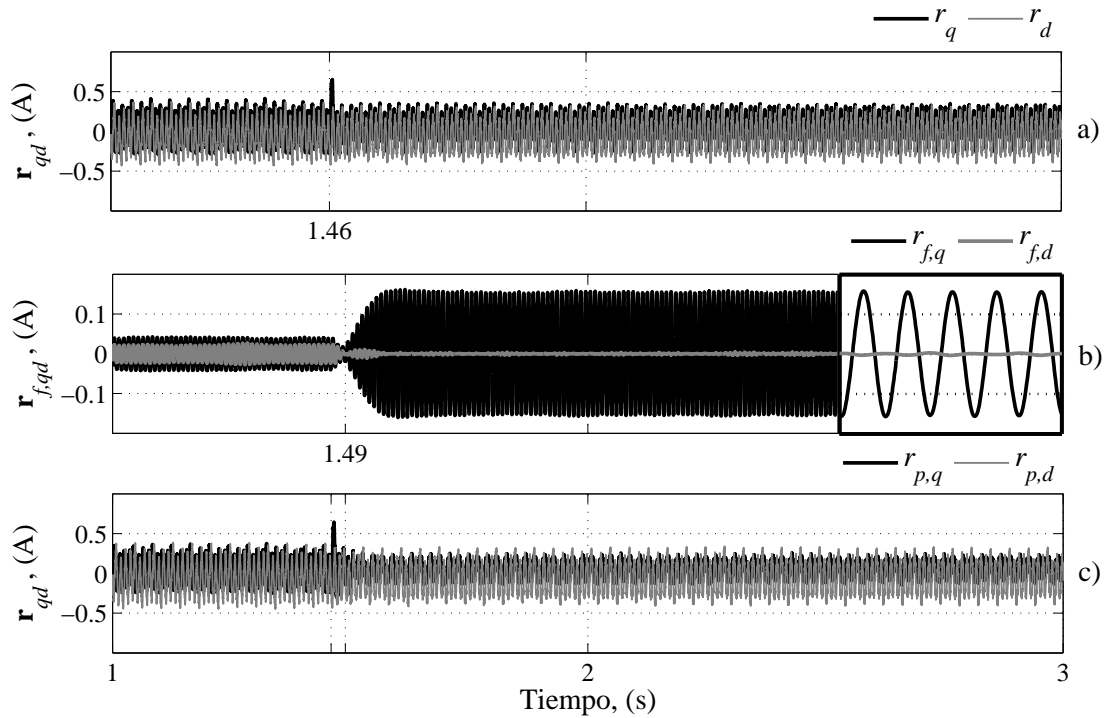
El bobinado con un CCEE en la fase *a*, *b* o *c* puede ser identificado visualizando el ángulo resultante,  $\phi_\mu$ , en las Fig. 3.15 a), b) y c), respectivamente. Notar que  $\phi_{sp}$  se mantiene invariante sin importar el bobinado defectuoso, validando el razonamiento expuesto en la Sección 3.2.2.2.



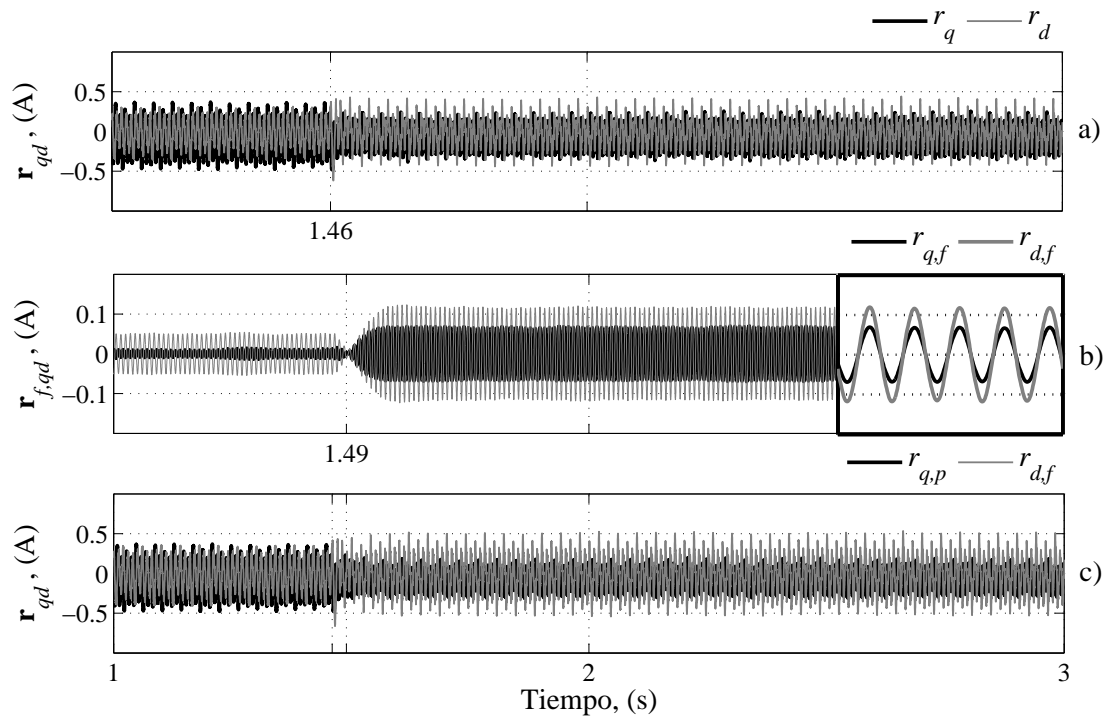
**Figura 3.15:** Posición angular instantánea de los marcos de referencia de secuencia positiva y negativa relativas al marco de referencia estacionario. a) Fase *a*. b) Fase *b*. c) Fase *c*.

Entonces, utilizando las componentes de secuencia negativa y la fase angular de los referenciales de secuencia (ver en la Sección 3.2.2.2), en la Fig. 3.16 se presenta el RVCA reconstituido para un CCEE en bobinados de la fase  $a$ . El RVC se muestra en la Fig. 3.16 a). En la Fig. 3.16 b) se presenta el RVCA obtenido. Sobre esta figura se muestran en recuadro las formas de onda de las componentes  $qd$ . Finalmente, en la Fig. 3.16 c) se presenta la señal resultante una vez cancelado el RVCA del error de corrientes original. De manera similar, los resultados obtenidos para la MSIP con un CCEE en bobinados de la fase  $b$  y  $c$  se presentan en la Fig. 3.17 y Fig. 3.18, respectivamente. En los tres casos, el desequilibrio de corrientes inherente se refleja también sobre la señal reconstituida para  $t < 1,46$  s. Esto sugiere que ante la presencia de asimetrías no modeladas se deban definir umbrales de tolerancia para evitar la detección incorrecta. Sin embargo, desde  $t \geq 1,46$  s la recomposición se realiza de manera precisa.

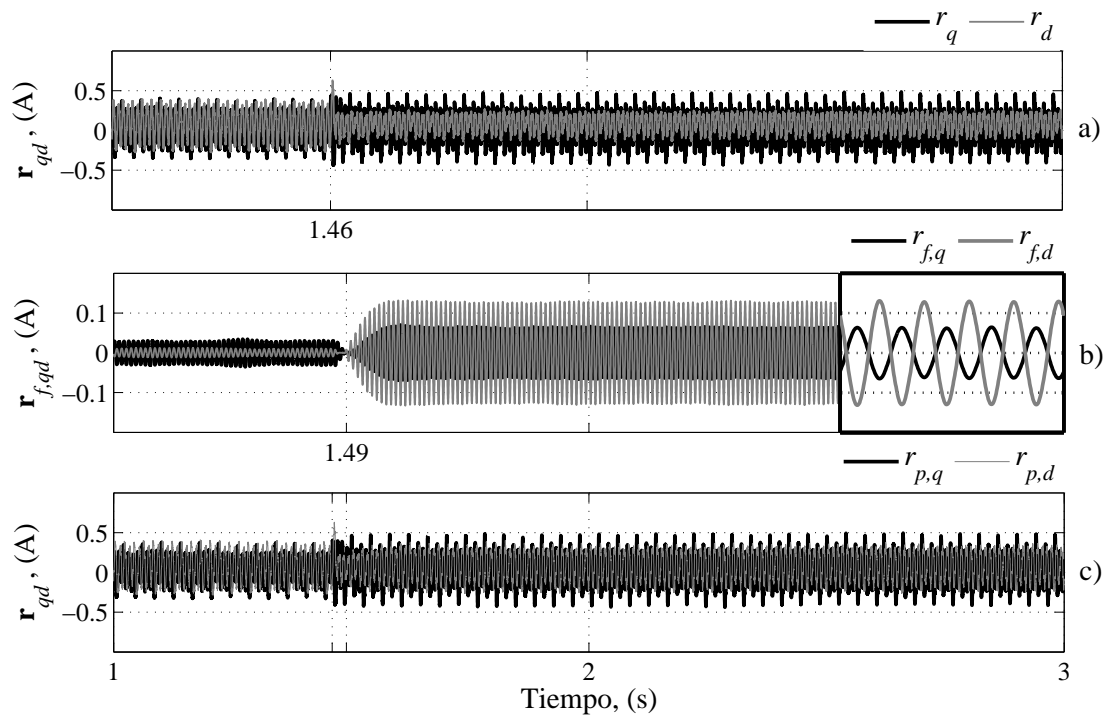
Hasta aquí los resultados experimentales muestran gran similitud con las señales obtenidas mediante las simulaciones en la Sección 3.3.1 (Fig. 3.4, Fig. 3.5, Fig. 3.6 y Fig. 3.9), lo cual indica que los parámetros configurados en el estimador son los adecuados para la aplicación. Entonces, con el objetivo de evaluar el desempeño de la estrategia frente a las variaciones paramétricas se modifican simultáneamente los parámetro  $r_s$  y  $L_s$  considerando  $(1 + \Delta_r)r_s$  con  $\Delta_r = 0,5$



**Figura 3.16:** CCEE en bobinados de la fase  $a$ . a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante.



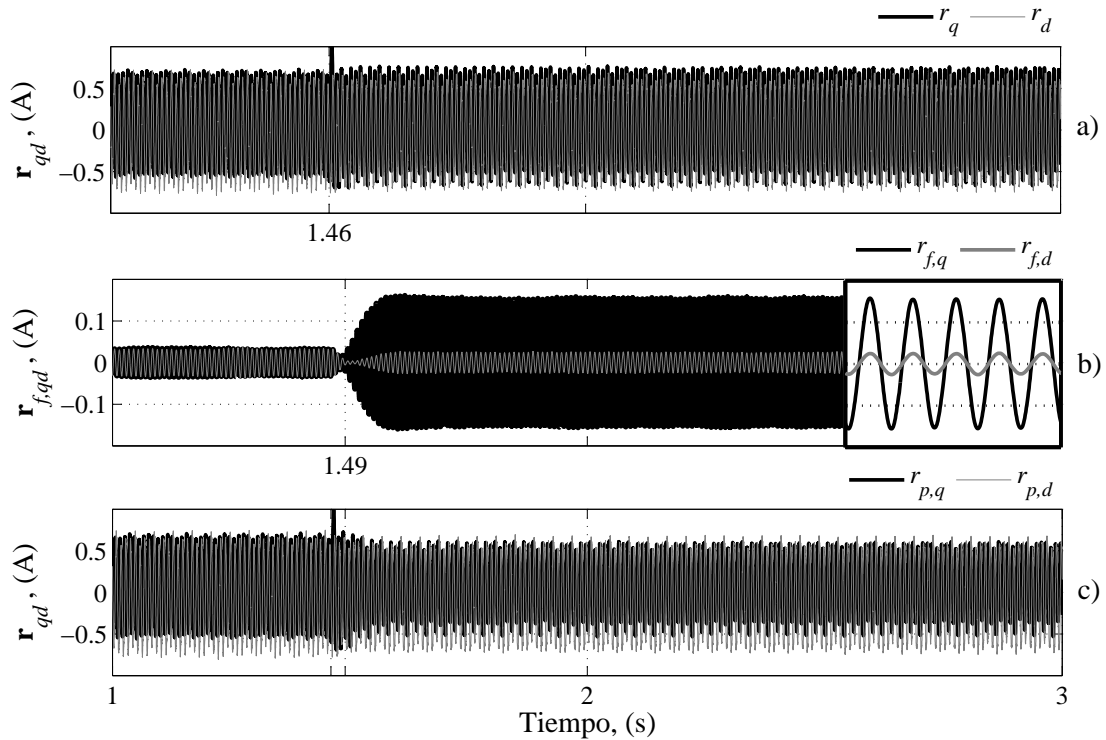
**Figura 3.17:** CCEE en bobinados de la fase *b*. a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante.



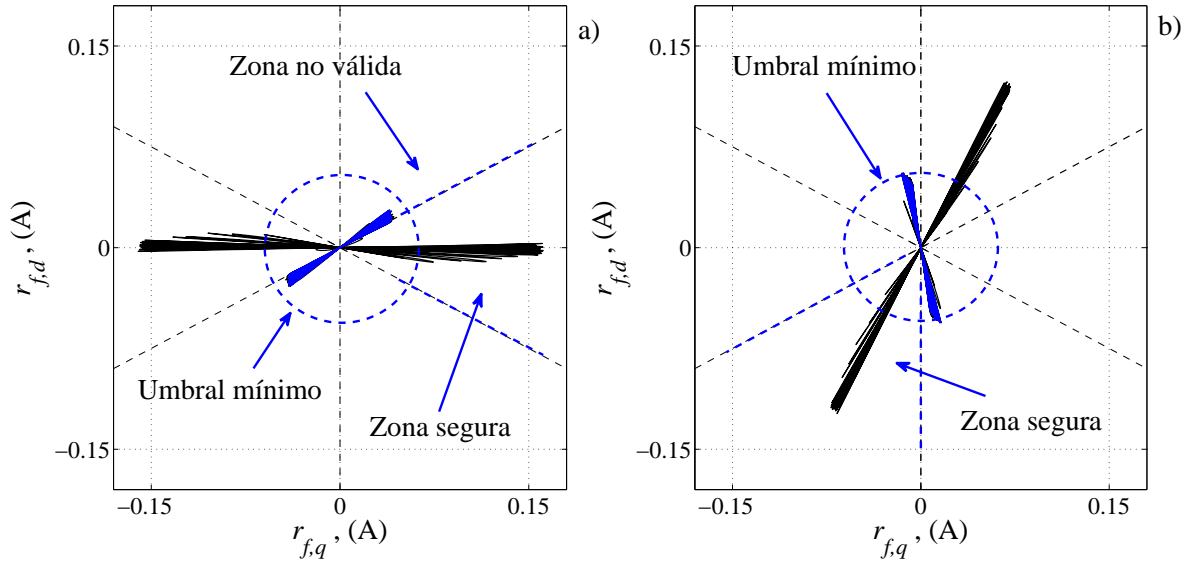
**Figura 3.18:** CCEE en bobinados de la fase *c*. a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante.

y  $(1 + \Delta_L)L_s$  con  $\Delta_{Ls} = 0,2$ . Cabe mencionar que las diferencias absolutas con los parámetros físicos de la MSIP se consiguen modificando los parámetros del observador, de esta manera se incluyen los errores de corrientes adicionales para ser analizados. Considerando tales variaciones, en la Fig. 3.19 se muestran las señales obtenidas para un CCEE en la fase  $a$ . Como consecuencia inmediata, en la Fig. 3.19 a) se observa el incremento de magnitud del RVC. Comparando con la Fig. 3.16 b), en la Fig. 3.19 b) se pueden apreciar efectos similares sobre el RVCA debido al desequilibrio de corrientes antes de producirse la avería. Del mismo modo, los errores de parámetros incluidos modifican las amplitudes de las componentes del RVCA una vez iniciada la falla.

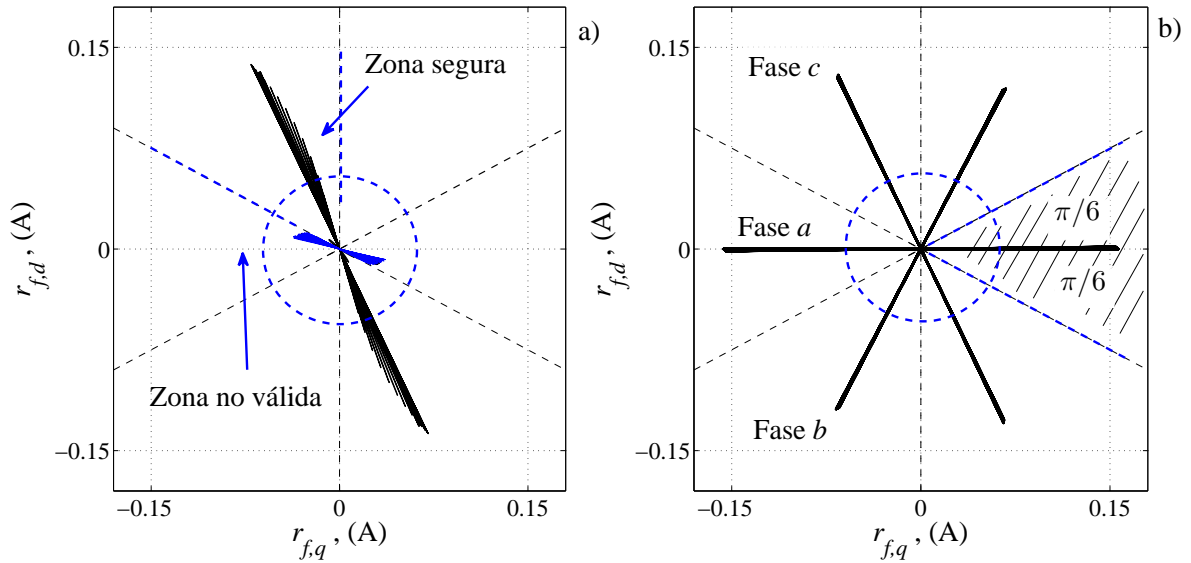
Para visualizar los efectos en el plano  $qd$ , en la Fig. 3.20 y Fig. 3.21 se presentan las trazas del RVCA para distintos bobinados en cortocircuito. Las trayectorias fueron obtenidas utilizando las componentes mostradas de las Fig. 3.16 b), Fig. 3.17 b) y Fig. 3.18 b). Aquí, se puede observar desviaciones angulares de las trazas debido a los efectos del desequilibrio de corrientes inherente (trazas de color azul). Sin embargo, al momento que ocurre la avería, la longitud de la semirrecta supera el umbral mínimo preestablecido. Los resultados indican que un CCEE en los bobinados



**Figura 3.19:** CCEE en bobinados de la fase  $a$  con variaciones de parámetros. a) RVC. b) RVCA. c) Error de corriente resultante.

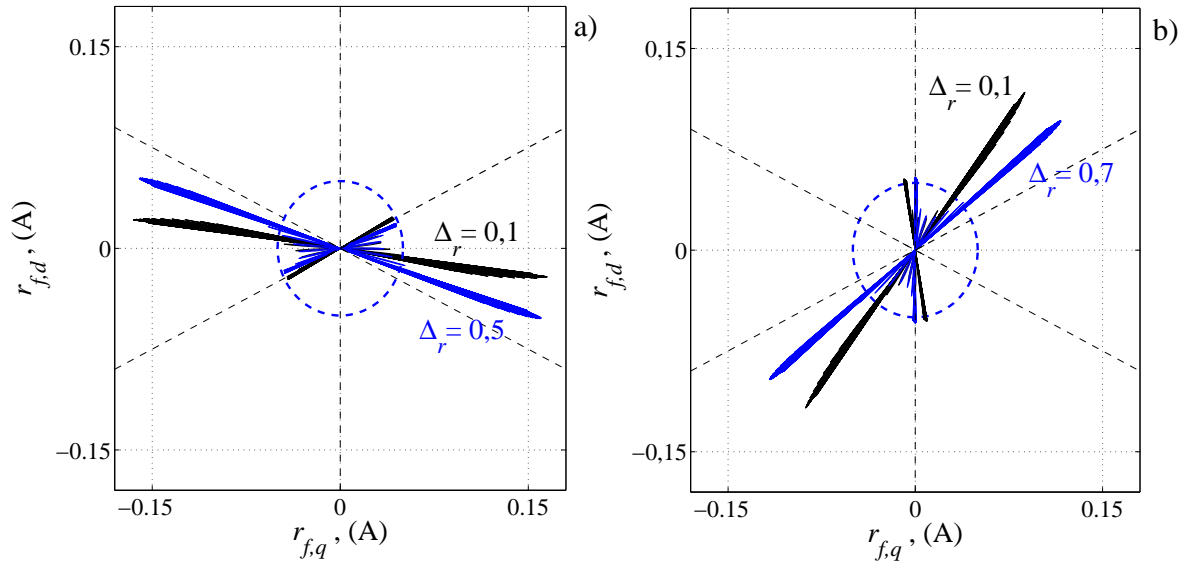


**Figura 3.20:** RVCA sobre el plano  $qd$ . a) CCEE en bobinados de la fase  $a$ . b) CCEE en bobinados de la fase  $b$ .

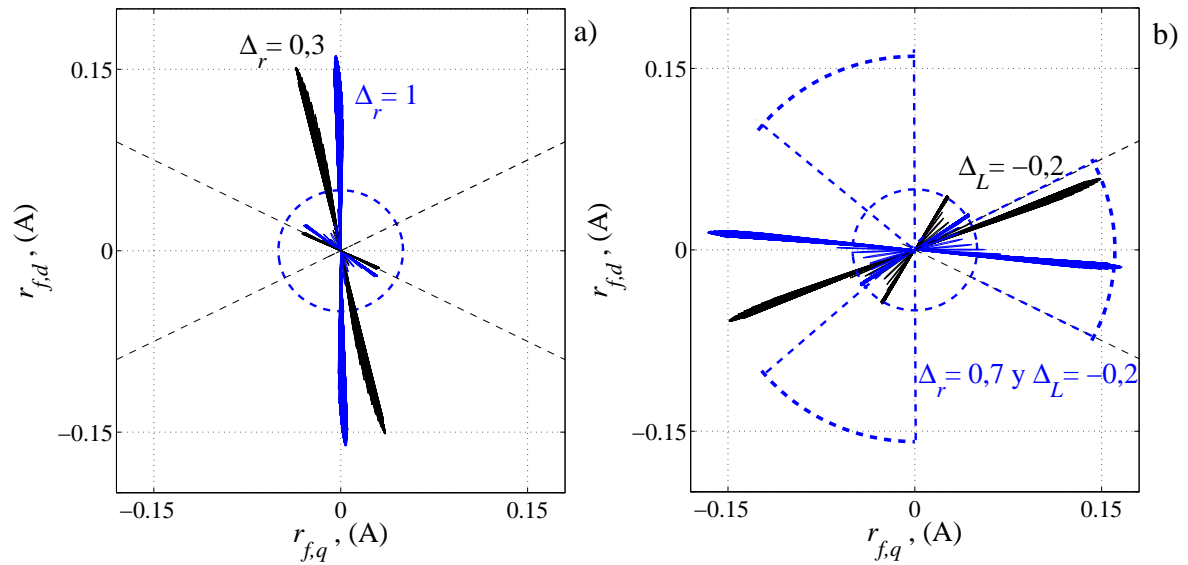


**Figura 3.21:** RVCA sobre el plano  $qd$ . a) CCEE en bobinados de la fase  $c$ . b) Superposición de resultados.

de la MSIP puede detectarse y localizarse sin errores a pesar de las asimetrías no modeladas y las perturbaciones externas. En la Fig. 3.21 b) se muestran las trazas superpuestas pero considerando el RVCA a partir de  $t > 1,49$  s. En esta figura, la región del plano  $qd$  (remarcada en líneas de trazos) mayor que el umbral mínimo y delimitada por dos semirrectas formando un ángulo convexo de  $\pi/3$  rad., define la “Zona Segura” para los bobinados de la fase  $a$ .



**Figura 3.22:** RVCA sobre el plano  $qd$  incluyendo  $\Delta_r$ . a) Fase  $a$ . b) Fase  $b$ .



**Figura 3.23:** RVCA sobre el plano  $qd$ . a)  $\Delta_r$  para un CCEE en bobinados de la Fase  $c$ . b)  $\Delta_r$  y  $\Delta_L$  para un CCEE en bobinados de la Fase  $a$ .

Las variaciones de parámetros se evidencian sobre las trazas mostradas en las Fig. 3.22 y Fig. 3.23. En primer lugar, los efectos sobre el RVCA por causa de incrementos progresivos de  $r_s$  en los bobinados de la fase  $a$ ,  $b$  y  $c$  se muestran en las Fig. 3.22 a), b) y en la Fig. 3.23 a), respectivamente. Los variaciones experimentadas se exponen como leyendas sobre dichas figuras. Se observan desviaciones angulares similares a las obtenidas por simulación. Finalmente, en la Fig. 3.23 b) se modifican de manera simultánea  $r_s$  y  $L_s$  con un CCEE en bobinados de la fase  $a$ .

En todos los casos analizados, el RVCA describe en su trayectoria un arco geométrico en el plano de radio igual a la severidad de la falla (marcados en líneas de trazos). Notar que las semirrectas mantienen su longitud a pesar de las perturbaciones incluidas dado que la severidad de la falla se mantiene invariante. Además, mientras la dirección de la semirrecta se encuentre dentro de los límites de la zona segura, el diagnóstico de un CEEE queda completamente garantizado.

### 3.3.3. Indicador de severidad

Basándose en el análisis desarrollado para el RVC en la Sección 3.2.2, se demostró que la componente de secuencia negativa del error de corrientes [ver en (3.19)] es proporcional tanto al FFV como a la magnitud de la corriente de falla,  $i_f$ . A partir de estas particularidades, se determinó que el error de corrientes, RVCA, permitió caracterizar por completo un CCEE en bobinados del estátor. Por lo tanto, a continuación se propone el siguiente Factor de Severidad de Falla basado en el RVCA:

$$FSF_{RVCA} = \frac{\|\tilde{r}_{f,qd}\|}{\tilde{I}_s} \cdot 100, \quad (3.35)$$

donde,  $\tilde{I}_s$  es la corriente RMS de operación.

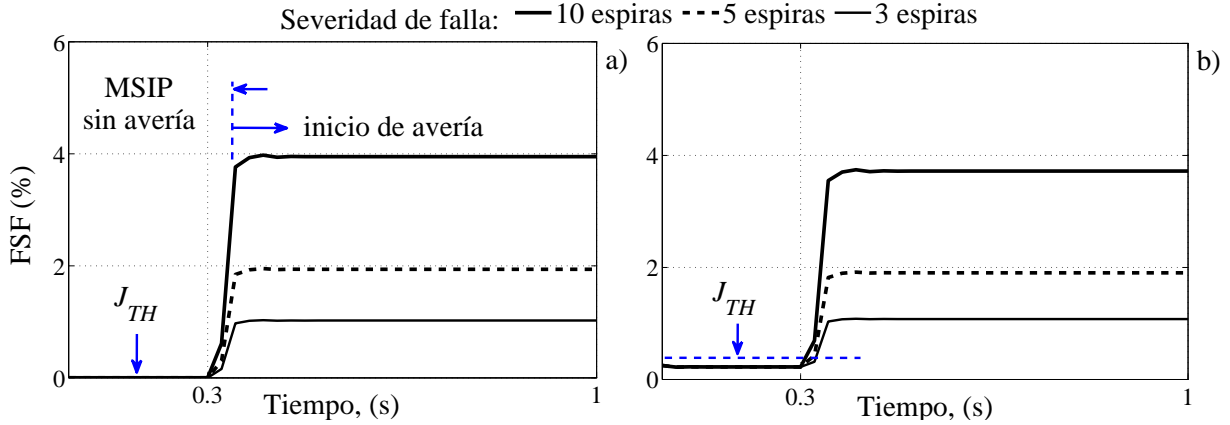
Para la MSIP sin averías, el  $FSF_{RVCA}$  tendrá una magnitud cero o cercana a cero. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, las diferentes perturbaciones pueden ocasionar falsas alarmas. Por lo tanto, a continuación se establece un valor umbral para la MSIP en condiciones normales de funcionamiento y sin averías con el fin de garantizar la mínima cantidad de espiras detectables, de acuerdo con:

$$J_{TH} = \max_{\text{sin averías}} FSF_{RVCA} \quad (3.36)$$

La detección se realiza cuando se cumple la siguiente condición:  $FSF_{RVCA} > J_{TH}$ .

Los resultados presentados en la Sección 3.3 fueron obtenidos para la MSIP con 10 espiras en cortocircuito e incluyendo diversas perturbaciones. Se demostró que las variaciones de parámetros y los desbalances de cargas (corrientes asimétricas) no modifican la severidad del CCEE indicada por la longitud de las semirrectas en el plano  $qd$ . Por lo tanto, con el objetivo de analizar los efectos considerando otras severidades de falla, en la Fig. 3.24 se muestra la evolución temporal del  $FSF_{RVCA}$  obtenido por simulación cuando ocurren cortocircuitos entre 3, 5 y 10



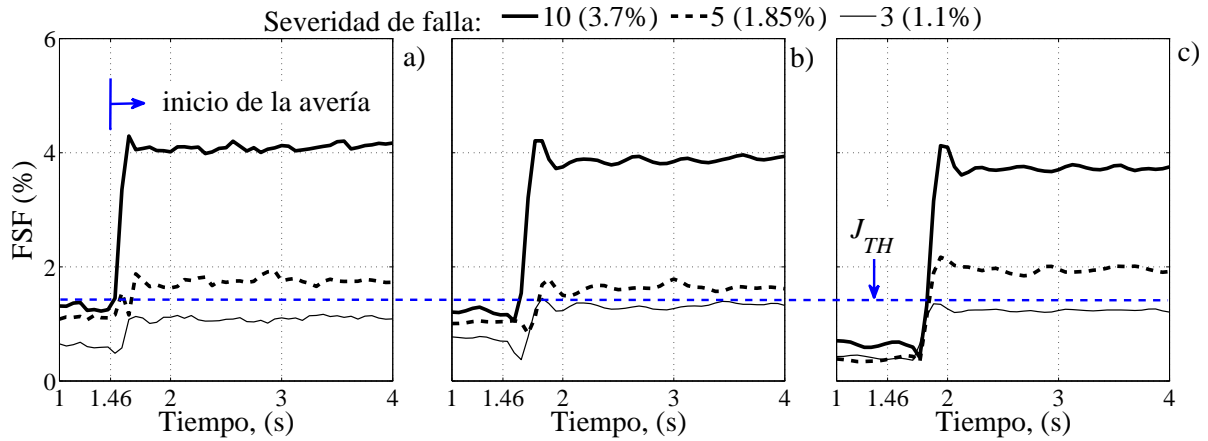


**Figura 3.24:**  $FFSF_{RVCA}$  para diferentes severidades de falla con 100 % de carga a 1500 rpm. (a) Caso sin perturbaciones. (b) Caso con errores de parámetros y desequilibrio de corrientes.

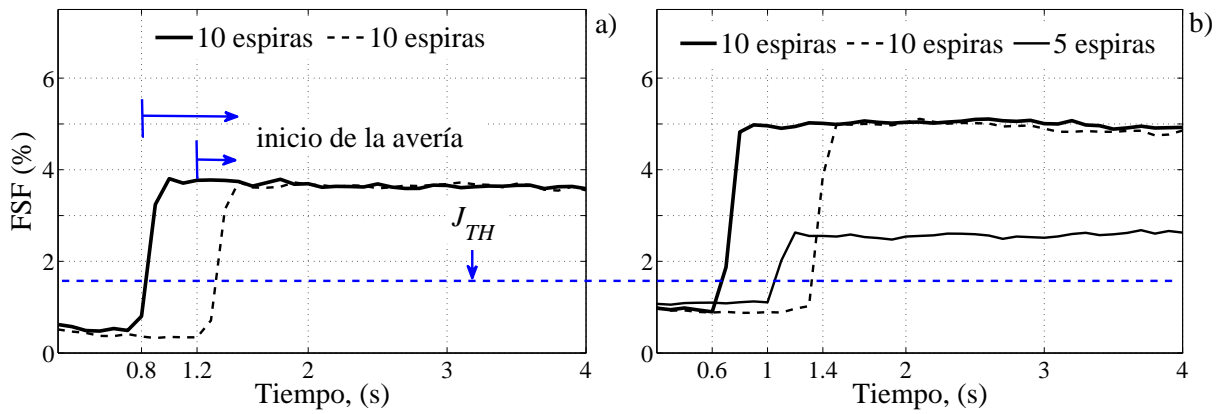
espiras del bobinado. En la Fig. 3.24 a) se muestra el  $FFSF_{RVCA}$  sin considerar otras perturbaciones. En este caso ideal, el umbral se define como  $J_{TH} = 0$ . Por otro lado, en la Fig. 3.24 b) se presenta el  $FFSF_{RVCA}$  considerando: (i)  $(1 + \Delta_r)r_s$  con  $\Delta_r = 0,3$  (+30 % de variación de  $r_s$ ), y (ii) cargas desbalanceadas que producen un 3 %  $\tilde{I}_{ns}/\tilde{I}_{ps}$  de desequilibrio de corrientes. En este caso, se puede apreciar que el umbral se define como  $J_{TH} \neq 0$ . Sin embargo, se observa que el  $FFSF_{RVCA}$  propuesto, prácticamente, indica la misma severidad de falla.

En la Fig. 3.25 y Fig. 3.26 se muestra la evolución temporal del  $FFSF_{RVCA}$  para cortocircuitos entre 3, 5 y 10 espiras del bobinado. En la Fig. 3.25 a), b) y c) se presentan los casos experimentales obtenidos para la MSIP con el 100 % de carga a 1500 rpm, 1200 rpm y 900 rpm, respectivamente. La detección se realiza una vez superado el umbral mínimo de referencia,  $J_{TH}$ , aproximadamente en  $t = 1,46$  s. El  $J_{TH}$  puede determinarse de acuerdo con (3.36) evaluando la MSIP en distintos puntos de operación. Conociendo los regímenes de servicio y el rango de variación de velocidad es posible calcular el  $J_{TH}$  para cada condición preestablecida con el fin de determinar la máxima desviación respecto de la condición normal. No obstante, una buena estimación puede realizarse calculando el desequilibrio de corrientes inherente. En este caso, se aplica el procedimiento descrito en la Sección 3.2.2.1 con el fin de descomponer en secuencias las corrientes en marco de referencia  $qd$ . De esta forma, la relación entre la componente de secuencia negativa con respecto a la componente de secuencia positiva indica el valor de mínimo umbral adoptado de 0,5 % ( $\tilde{I}_{sn}/\tilde{I}_{sp}$ ) aproximadamente.

Cuando se produce un CCEE, el  $\|\tilde{r}_{f,qd}\|$  contenido en (3.35) se incrementa de manera proporcional con el FFV y la corriente de falla,  $\mu\tilde{I}_f$ , [ver (3.18) y (3.19) en la Sección 3.2.2] e



**Figura 3.25:**  $FFSF_{RVCA}$  para la MSIP bajo diferentes severidades de falla con 100 % de carga. a) 1500 rpm. b) 1200 rpm. c) 900 rpm.



**Figura 3.26:**  $FFSF_{RVCA}$  para la MSIP bajo diferentes severidades de falla a 1500 rpm. a) 25 % de carga. b) 50 % de carga.

inversamente proporcional con la corriente de operación  $\tilde{I}_s$ . Notar que mientras la cantidad de espiras en cortocircuito no cambie la relación de corrientes para una determinada severidad de falla mantienen la proporción establecida. Por lo tanto, dado que ambas corrientes modifican sus amplitudes de manera proporcional con la velocidad angular del rotor, el  $FFSF_{RVCA}$  no presenta cambios significativos para la MSIP en diferentes puntos de operación.

Por otro lado, en la Fig. 3.26 a) y b) se muestran los resultados obtenidos para la MSIP a 1500 rpm con 25 % y 50 % de carga, respectivamente. Para comprobar los efectos de un CCEE, en la Fig. 3.26 a) se muestran dos casos de falla para la misma cantidad de espiras en cortocircuito pero ocurridos en tiempos diferentes. Por otro lado, en la Fig. 3.26 b) se presentan los resultados para diferentes cantidades de espiras dañadas. Las condiciones analizadas, comparadas con los casos mostrados en la Fig. 3.25, determinan que el RVC sin la presencia de un CCEE se

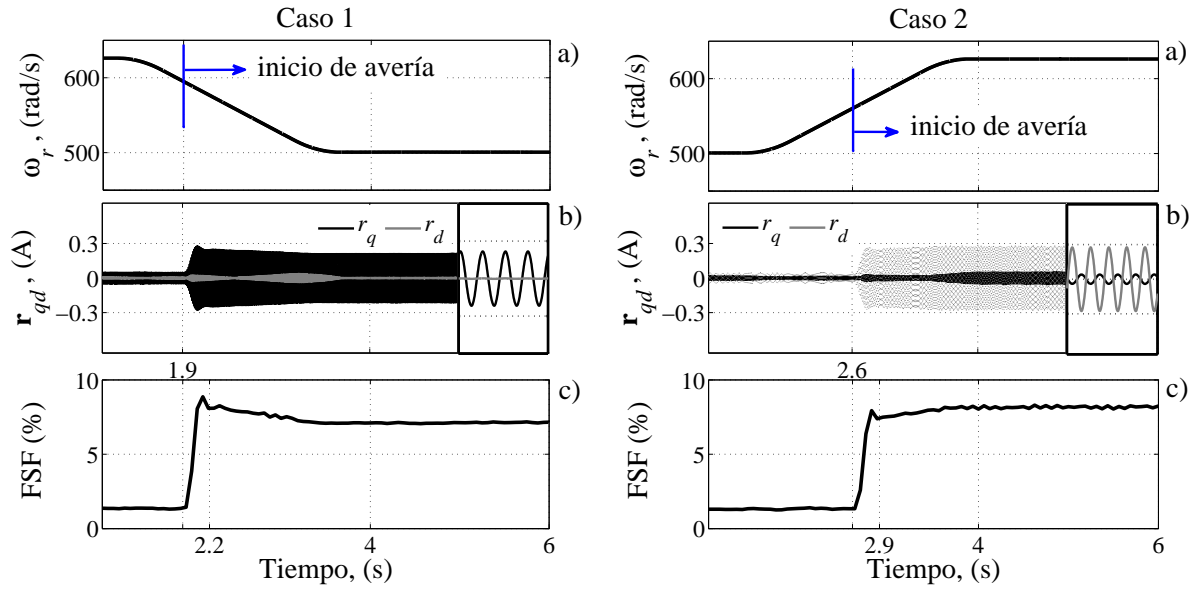
reduce a medida que la corriente nominal de operación disminuye. Sin embargo, el  $FSF_{RVCA}$  permite determinar la severidad de la falla de manera aceptable dado que su valor no presenta cambios importantes frente a los diferentes estados de carga. Además, como se demostró en la Sección 3.3.2, los desequilibrios de corrientes perjudican la sensibilidad del método en la detección de la mínima cantidad de espiras en cortocircuito. Tal es así que debido a las asimetrías inherentes de la MSIP, las incertidumbres de parámetros, el desequilibrio de corrientes, entre otros efectos no modelados, el  $FSF_{RVCA}$  garantiza la detección de aproximadamente 5 espiras dañadas, cercana al 2 % del bobinado de fase completo.

El desempeño del método propuesto para la MSIP en condiciones transitorias se muestra en la Fig. 3.27. El caso 1 muestra un CCEE en bobinados de la fase  $a$ . La avería se inicia durante el transitorio de velocidad con rampa descendente. El caso 2 muestra un CCEE en bobinados de la fase  $c$ . La avería se inicia durante el transitorio de velocidad con rampa ascendente. Para ambos casos, en la Fig. 3.27 a) se muestran las velocidades angulares estimadas mediante las tensiones medidas [ver (3.3) y (3.4) en la Sección 3.2.1]. En la Fig. 3.27 b) se observa que, a pesar de los transitorios de velocidad experimentados, la estimación del RVCA se realiza sin inconvenientes, de manera similares a los resultados presentados en las Fig. 3.16 b) y Fig. 3.18 b). Finalmente, en la Fig. 3.27 c) se presenta el  $FSF_{RVCA}$ . Notar que en ambos casos, el tiempo requerido para la detección y el diagnóstico de la avería es similar al obtenido en condiciones estacionarias (30 ms aproximadamente). De los resultados analizados se puede constatar que el indicador de severidad propuesto presenta fiabilidad para detectar un CCEE dado que su magnitud es poco variable frente a los distintos estados de carga y las condiciones transitorias evaluadas.

### 3.4. Discusiones finales

En este capítulo se presentó una estrategia basada en modelo de proceso para la detección y el diagnóstico de un CCEE en los bobinados de la MSIP. A diferencia de propuestas anteriores, el método presentado se implementó a partir de las mediciones de tensiones y corrientes, sin la necesidad de utilizar sensores adicionales de posición o de velocidad.

Con la finalidad de evaluar la robustez del método propuesto, diferentes perturbaciones que afectan de manera directa su desempeño se incluyeron en el análisis. De los resultados obtenidos se comprobó que las variaciones de los parámetros característicos de la máquina, fenómeno



**Figura 3.27:**  $FSF_{RVCA}$  para la MSIP en condiciones transitorias. a) Caso 1: CCEE en bobinados de la fase *a*. b) Caso 2: CCEE en bobinados de la fase *c*.

que puede manifestarse por las condiciones de funcionamiento cambiantes, producen alteraciones en el proceso de recomposición de la señal RVCA pero no modifican la estimación de la severidad de la falla. Sin embargo, las asimetrías inherentes de la máquina, las incertidumbres de parámetros, los desequilibrios de corrientes, entre otros efectos no modelados, se evidencian en la señal RVCA inclusive sin la presencia de la falla. Debido a los efectos no deseados de las perturbaciones analizadas sobre el RVCA fue necesario definir umbrales de tolerancia para garantizar la mínima cantidad de espiras detectables y la correcta identificación del bobinado de fase dañado. Por otro lado, las asimetrías ocasionadas en el rotor tales como la desmagnetización de los imanes permanentes o la excentricidad dinámica no producen asimetrías en las corrientes de estátor. Por esta razón, la definición del umbral de tolerancia no debería ser afectado. Sin embargo, otras asimetrías tales como la excentricidad estática, las resistencias de alto contacto o averías en el núcleo del estátor podrían modificar el umbral mínimo para la máquina en condiciones normales de funcionamiento. Estas últimas asimetrías mencionadas, podrían dificultar el aislamiento de un CCEE, aunque, generalmente, producen efectos menos importantes sobre las corrientes que las fallas en bobinados de estátor.

Por lo tanto, basados en los resultados de simulación y experimentales, el método propuesto presentó robustez y confiabilidad para la completa caracterización de un cortocircuito entre pocas espiras en los bobinados de las MSIP en diferentes condiciones de operación (velocidad y carga).

## Capítulo 4

# Diagnóstico de averías en bobinados basado en un modelo de señal

### 4.1. Introducción

La mayoría de los MDDA en máquinas eléctricas basados en modelo de señal analizan el espectro de frecuencias de las corrientes, tensiones, FEM inducida o la combinación de éstas con el fin de identificar armónicos relacionados con las averías [20, 33, 36, 119]. Se caracterizan por ser simples de implementar dado que utilizan las corrientes o las tensiones medidas a bornes de la máquina, sin requerir del conocimiento de los parámetros característicos. Sin embargo, las perturbaciones de origen externo a la máquina o incluso otros tipos de fallas producen efectos similares en el espectro y la detección se vuelve poco fiable [22].

Para detectar un CCEE en bobinados, en [20, 65] se analiza el espectro de frecuencia de las corrientes del estátor y de la tensión de secuencia cero. La identificación de la avería se realiza por medio de la tercera y novena armónica de la corriente y, asimismo, el primero, el quinto y el séptimo armónico de la tensión de secuencia cero. Métodos recientes proponen el seguimiento de las corrientes de secuencia negativa [11], la corriente de secuencia positiva y la tensión de secuencia negativa [120] o el tercer armónico en las corrientes de secuencia positiva y negativa bajo diferentes condiciones de funcionamiento [121]. El patrón de frecuencias que presentan las corrientes y las tensiones con un CCEE se relacionan con las componentes de frecuencias contenidas en el espectro de la corriente de falla, que a su vez son consecuencia de la forma de onda

de la FEM inducida sobre las espiras en cortocircuito [94]. Sin embargo, los cambios sobre las componentes de la FEM inducida de fase no sólo son ocasionados por un CCEE [82], sino que también se modifican a consecuencia de los desequilibrios de corrientes ajenos a la máquina u otros tipos de averías como la desmagnetización asimétrica de los imanes permanentes o los desbalances mecánicos [101], las asimetrías debido a la sobret temperatura de los imanes [122], entre otras. Por ejemplo, la desmagnetización de los imanes puede producir, para algunas configuraciones de bobinados, deformaciones de la FEM inducida de fase que se evidencian en el espectro como bandas laterales alrededor de la componente fundamental [114,123]. Esto implica que para la detección de averías a partir del seguimiento de los componentes espectrales debe realizarse un análisis cuidadoso, a fin de evitar errores en el diagnóstico. Por otro lado, los métodos empleados en condiciones de funcionamiento no estacionario se basan en diversos algoritmos de tiempo-frecuencia [13,19,39–45,124]. Utilizando estas técnicas, las componentes armónicas relacionadas con la falla pueden separarse eliminando la componente fundamental de la señal por medio de una serie de filtros adaptivos en frecuencia. Generalmente, los trabajos citados desarrollan un modelo de señal o conocen a priori los efectos que producen las averías sobre las señales eléctricas. En cambio, cuando los síntomas de averías son desconocidos se utilizan los métodos basados en reglas empíricas para la identificación de patrones de funcionamiento sobre la base de grandes conjuntos de datos [57–60]. La identificación de averías se realiza por medio de algoritmos de optimización, exhaustivamente entrenados, los cuales comparan las señales eléctricas de entrada con los patrones de operación almacenados en memoria. Esta característica requiere de una base de datos significativa dado que deben considerarse diversas condiciones de operación. Por ello, ante situaciones de funcionamiento no contempladas los resultados pueden conducir a diagnósticos incorrectos.

En este capítulo se presenta un método para el diagnóstico de CCEE basado en el análisis de las tensiones medidas a bornes de una MSIP trifásica. El contenido se organiza de la siguiente manera: en primer lugar, se describe el procedimiento del método propuesto. Seguido, se analizan la FEM inducida sobre los bobinados y sobre la mitad del bobinado de fase. A continuación, se desarrolla un nuevo modelo analítico con el objetivo de analizar las señales de tensión para un diagnóstico fiable. Luego, se describe el procesamiento de señales llevado a cabo para atenuar los efectos de las oscilaciones de velocidad sobre el método de diagnóstico en régimen transitorio. Por último, se presentan los resultados experimentales que validan la estrategia propuesta.

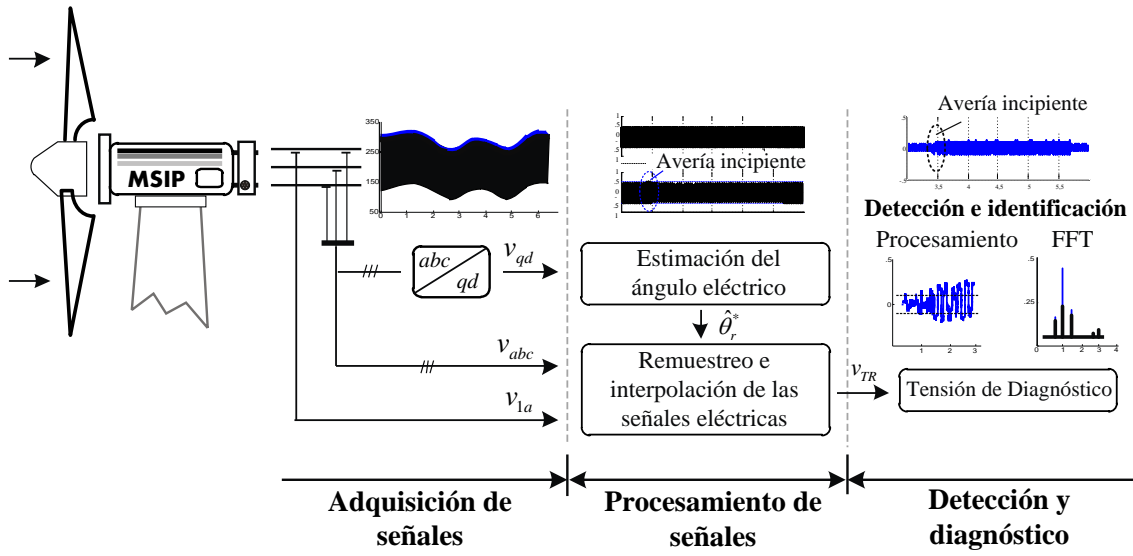
## 4.2. Desarrollo de la estrategia propuesta

En los sistemas de conversión de energía eólica, las MSIP se utilizan como aerogeneradores acoplados directamente a la turbina de velocidad variable [97]. En este tipo de configuración, los sistemas de supervisión se implementan para el seguimiento remoto, el control y la seguridad del estado de operación de los aerogeneradores [125]. Diferentes topologías de convertidores electrónicos se encargan de controlar el funcionamiento con el objetivo de maximizar la potencia generada, controlar la velocidad de rotación, ajustar la tensión y la frecuencia y gestionar el flujo de potencia, entre otros [98, 126]. En cuanto a los sistemas de seguridad, los mismos se encargan de informar a un sistema supervisor la presencia de fallas en los componentes tales como el generador, las palas o la electrónica de potencia. Sin dudas, el sistema debe responder ante condiciones de falla de manera rápida y confiable para evitar mayores problemas.

En esta sección se presenta una nueva estrategia basada en modelo de señal para el diagnóstico de CCEE como muestra el esquemático de la Fig. 4.1. A diferencia de los trabajos basados en el análisis del espectro de frecuencia de las corrientes, el método propuesto utiliza tanto las tensiones de fase como la tensión medida sobre el punto medio del bobinado, denominada de aquí en adelante como Tensión de Punto Medio (TPM).

La estrategia propuesta, esquematizada en la Fig. 4.1, se desarrolla de la siguiente manera:

- Se realiza la medición de las tensiones de fase,  $v_{abc}$ , y de la TPM de una fase,  $v_{1a}$ , para detectar un CCEE incipiente en bobinados. La adquisición de las variables se efectúa mediante un registrador con frecuencia de muestreo constante. Luego, las tensiones medidas son transformadas al marco de referencia  $qd0$  para estimar la posición angular del rotor.
- Se aplica un procesamiento de señales a las tensiones medidas con el fin de atenuar los efectos de las oscilaciones de velocidad. El proceso consiste en remuestrear las tensiones a intervalos constantes de la posición angular del rotor. Luego se reconstituyen utilizando un algoritmo de interpolación y se normalizan en amplitud en función de la velocidad.
- Se analizan las señales obtenidas en el dominio del tiempo y en la frecuencia con el objetivo de diagnosticar un CCEE en bobinados. La atenuación de las oscilaciones permite analizar las tensiones de régimen no estacionario mediante las técnicas de diagnóstico tradicionales utilizadas para el estado estacionario.



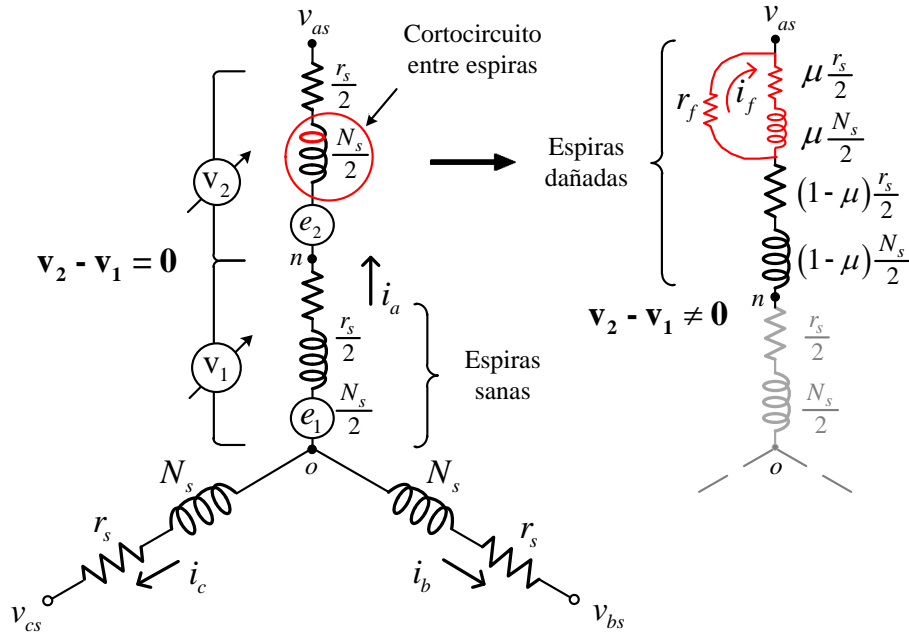
**Figura 4.1:** Esquema general de la estrategia propuesta.

La propuesta otorga las siguientes ventajas: (i) permite advertir la presencia de CCEE incipiente en bobinados a partir de las tensiones medidas sin requerir los parámetros característicos de la máquina (detección), (ii) posibilita separar de manera precisa los efectos de un CCEE de otras averías importantes (diagnóstico), (iii) atenúa los efectos de las oscilaciones de velocidad, propias de la aplicación, que impactan de manera directa sobre las señales evaluadas (robustez).

#### 4.2.1. Efectos de un CCEE sobre la FEM inducida

En la presente sección se obtienen de forma analítica las expresiones de la FEM inducida en los bobinados de estátor y sobre la mitad de los bobinados de fase. Para comenzar con el análisis en la Fig. 4.2 se muestra un esquema eléctrico del bobinado de estátor de una MSIP trifásica incluyendo una fracción de espiras en cortocircuito en la fase  $a$ . En este tipo de configuración es posible asumir que los bobinados de las fases representados por la resistencia,  $r_s$ , y la cantidad de espiras,  $N_s$ , se conforman por dos semi-bobinados conectados en serie. Como se puede apreciar ambos semi-bobinados se caracterizan por presentar la mitad del número total de espiras del bobinado completo,  $\frac{N_s}{2}$ . Por lo tanto, la FEM inducida sobre el bobinado completo,  $e$ , se obtiene mediante la suma de:  $e_1 + e_2$ , donde  $e_1$  es la FEM inducida entre el punto común de los bobinados “o” y el punto medio “n”; y  $e_2$  corresponde a la FEM entre el punto “n” y el borne terminal de la máquina. En la misma figura (derecha) se presenta el caso cuando ocurre un CCEE en uno de los semi-bobinados. Tal como se describió en el Capítulo 2, una avería en bobinados puede





**Figura 4.2:** Esquema eléctrico del bobinado de estátor de una MSIP incluyendo un cortocircuito entre espiras en la fase  $a$ .

representarse mediante un circuito eléctrico adicional, en este caso particular, compuesto por  $\mu \frac{r_s}{2}$ ,  $\mu \frac{N_s}{2}$ , la resistencia de falla,  $r_f$ , y la corriente de falla  $i_f$ . El modelo del semi-bobinado sin averías no se ve modificado.

#### 4.2.1.1. FEM inducida en los bobinados

La FEM inducida en cualquiera de los bobinados de fase debido a las variaciones del flujo magnético,  $\psi_s$ , viene dada por,

$$e(t) = -\frac{d\psi_s}{dt} = -\frac{d\psi_s}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = -\phi(\theta_r)\omega_r, \quad (4.1)$$

donde,  $\theta_r$  y  $\omega_r$  representan la posición y la velocidad angular del rotor, respectivamente.

El flujo magnético se puede obtener a partir de la densidad de flujo,  $B(\theta_s, \theta_r)$ , y la distribución de bobinados,  $N(\theta_s)$ , en función del ángulo de referencia del estátor. Por lo tanto, para una densidad de flujo radial y para una distribución de bobinados uniforme, el flujo enlazado por las espiras del bobinado a lo largo de la superficie del estátor viene dado por [66],

$$\psi_s(\theta_r) = rl \int_0^{2\pi} N(\theta_s) B(\theta_s, \theta_r) d\theta_s, \quad (4.2)$$

donde,  $r$ , es el radio del entrehierro y,  $l$ , la longitud axial de la máquina.

Teniendo en cuenta la disposición simétrica de los conductores en las ranuras del estátor, la distribución de bobinados y la densidad de flujo magnético pueden representarse en Series de Fourier de la siguiente manera:

$$N(\theta_s) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} N_n \cos(n pp \theta_s), \quad (4.3)$$

$$B(\theta_s, \theta_r) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} B_n \cos[n pp (\theta_s - \theta_r)], \quad (4.4)$$

donde  $N_n$  y  $B_n$ , representan la amplitud de cada armónico de la distribución de bobinados y de la densidad de flujo magnético, respectivamente.

Sustituyendo (4.3) y (4.4) en (4.2), la FEM inducida viene dada por:

$$e(t) = K \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} n N_n B_n \sin(n pp \theta_r), \quad (4.5)$$

donde,  $K = \pi r l \omega_r$ .

Las componentes de frecuencias contenidas en (4.5) se originan a consecuencia de la interacción entre (4.3) y (4.4). Como resultado, el espectro de frecuencia contendrá sólo aquellas componentes que coexisten en ambas distribuciones [66]. En cualquier otro caso, las componentes del espectro serán nulas.

#### 4.2.1.2. FEM inducida sobre los semi-bobinados

Dado que un CCEE puede manifestarse en cualquiera de los semi-bobinados, en esta sección se presenta la FEM inducida sobre cada uno de ellos. De manera similar al análisis presentado en [114], si no existe desmagnetización asimétrica en los imanes permanentes, las FEM inducida sobre cada semi-bobinado pueden definirse como:

$$e_1(t) = K \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} n N_{1,n} B_{1,n} \sin(n pp \theta_r), \quad (4.6)$$

$$e_2(t) = K \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} n N_{2,n} B_{2,n} \sin(n pp \theta_r). \quad (4.7)$$

A partir de (4.6) y (4.7), la expresión (4.5) se puede calcular por medio de:  $e = e_1 + e_2$ .

Por otro lado, la diferencia entre éstas viene dada por:

$$e_1(t) - e_2(t) = K \sum_{\substack{n=1 \\ n \text{ impar}}}^{\infty} n(N_{1,n}B_{1,n} - N_{2,n}B_{2,n})\text{sen}(npp\theta_r). \quad (4.8)$$

Para una MSIP compuesta de semi-bobinados con igual distribución y cantidad de espiras, (4.8) debería ser una señal nula dado que se cumple la relación  $N_{1,n}B_{1,n} = N_{2,n}B_{2,n}$ . Pero ante la desigualdad en la cantidad de espiras efectivas la relación se vuelve  $N_{1,n}B_{1,n} \neq N_{2,n}B_{2,n}$ , y la señal evaluada experimenta un cambio sustancial debido al flujo residual originado por la corriente de falla.

Considerando estas hipótesis, a continuación, se obtiene una señal de tensión característica que será utilizada para el diagnóstico de un CCEE en bobinados.

## 4.2.2. Modelo de señal para el diagnóstico de un CCEE

### 4.2.2.1. Modelo de señal para un CCEE en la fase $a$

Para obtener el modelo de la señal de diagnóstico se requiere de un modelo dinámico que considere semi-bobinados de manera independiente. Basado en el procedimiento analítico descrito en el Capítulo 2 desarrollado para bobinados de fase completa, en esta sección se obtiene un nuevo modelo para la MSIP con avería considerando bobinados de fase conformados por semi-bobinados conectados en serie. El modelo planteado se expresa en un marco de referencia  $abc$  dado que se analizan las tensiones medidas sobre los bobinados de cada fase.

Para comenzar, se aplica la segunda Ley de Kirchhoff a la configuración eléctrica de la MSIP presentada en la Fig. 4.2. El modelo dinámico incluyendo un CCEE en la fase  $a$ , expresado de forma matricial en variables  $abc$ , viene dado por:

$$\mathbf{v}_{f,abc} = \mathbf{R}_f \mathbf{i}_{f,abc} + p\Psi_{f,abc}, \quad (4.9)$$

donde, los vectores  $\mathbf{i}_{f,abc} = [i_{a1} \ i_{a2} \ i_{b1} \ i_{b2} \ i_{c1} \ i_{c2} \ i_f]^T$  y  $\mathbf{v}_{f,abc} = [v_{a1} \ v_{a2} \ v_{b1} \ v_{b2} \ v_{c1} \ v_{c2} \ 0]^T$ . Notar que la relación de corrientes viene dada por  $i_x = i_{x1} = i_{x2}$ , y para las tensiones  $v_x = v_{x1} + v_{x2}$  con  $x = a, b$  o  $c$ .

El flujo magnético,  $\Psi_{f,abc}$ , esta compuesto por:

$$\Psi_{f,abc} = \mathbf{L}_f \mathbf{i}_{f,abc} + \Psi_{ip,f,abc}, \quad (4.10)$$

donde,  $\mathbf{L}_f \mathbf{i}_{f,abc}$ , corresponde al flujo enlazado por las bobinas de estátor y,  $\Psi_{ip,f,abc}$ , es el flujo magnético originado por los imanes permanentes dispuestos en la estructura del rotor.

Las matrices  $\mathbf{R}_f$  y  $\mathbf{L}_f$  contienen los parámetros incluyendo las modificaciones sobre los semi-bobinados producidas por un CCEE en bobinados de la fase  $a$ , definidas de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu r_s \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ -\mu r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu r_s + 2r_f \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

$$\mathbf{L}_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_s & 0 & aL_M & bL_M & bL_M & aL_M & -\mu L_s \\ 0 & L_s & bL_M & aL_M & aL_M & bL_M & 0 \\ aL_M & bL_M & L_s & 0 & bL_M & aL_M & \mu 2aL_M \\ bL_M & aL_M & 0 & L_s & aL_M & bL_M & \mu 2bL_M \\ bL_M & aL_M & aL_M & bL_M & L_s & 0 & \mu 2bL_M \\ aL_M & bL_M & bL_M & aL_M & 0 & L_s & \mu 2aL_M \\ -\mu L_s & 0 & \mu 2aL_M & \mu 2bL_M & \mu 2bL_M & \mu 2aL_M & \mu L_{ls} + \mu^2 L_M \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

donde  $L_s = L_{ls} + L_M$ ,  $a = -\frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{\pi}{3}$  y  $b = \frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{\pi}{6}$ .

Y el flujo magnético de los imanes viene dado por:

$$\Psi_{ip,f,abc} = \frac{1}{2} \psi_{ip} \begin{bmatrix} \text{sen } \theta_r \\ \text{sen } \theta_r \\ \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \\ -\mu \text{sen } \theta_r \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Este proceso analítico desarrollado se describe con mayores detalles en la Sección B.1 del Apéndice B.

Para la máquina funcionando en condiciones simétricas, la sumatoria de las tensiones sobre cada semi-bobinado conduce al modelo dinámico convencional. Para la máquina en condiciones de falla, la sumatoria de las tensiones sobre cada semi-bobinado conduce al modelo dinámico con averías en la fase  $a$  desarrollado en la Sección 2.2.1 del capítulo anterior. Sin embargo, la diferencia de las tensiones entre los semi-bobinados de una misma fase conduce a una señal de tensión obtenida de la siguiente manera:

$$v_{TRa} = v_{a2} - v_{a1}, \quad (4.14)$$

donde  $v_{TRa}$  es el residuo de tensión de la fase  $a$ , denominado de ahora en adelante como Tensión Residual (**TR**). Aquí,  $v_{a1}$  y  $v_{a2}$  corresponden a las tensiones medidas sobre cada uno de los semi-bobinados como se muestra en la Fig. 4.2. Por lo tanto, desarrollando las dos primeras filas del modelo dinámico (4.9) y, luego, realizando la diferencia entre éstas se obtiene la TR como:

$$\begin{aligned} v_{TRa} &= \frac{r_s}{2}i_a + \frac{L_s}{2}pi_a + \mu \left( \frac{r_s}{2}i_f + \frac{L_s}{2}pi_f \right) + e_{a2} - \left( \frac{r_s}{2}i_a + \frac{L_s}{2}pi_a + e_{a1} \right) \\ &= \mu \left( \frac{r_s}{2} + \frac{L_s}{2}p \right) i_f. \end{aligned} \quad (4.15)$$

De (4.15) se puede apreciar que la diferencia entre las caídas de potencial provocadas por la corriente  $i_a$  presentan iguales magnitudes pero signos opuestos, inclusive para corrientes de fase asimétricas producto de tensiones de alimentación desequilibradas o desbalance de cargas. Para la condición  $\mu \neq 0$ , se observan las siguientes particularidades: (i) una señal proporcional tanto a la corriente  $i_f$  como a la cantidad de espiras en cortocircuito  $\mu$ ; (ii) la sensibilidad de la señal frente a un CCEE depende de los parámetros eléctricos del bobinado de estátor,  $r_s$  y  $L_s$ .

Además, debido al acoplamiento magnético entre fases, la diferencia entre las filas del modelo (4.9) para la fase  $b$  (entre la 3<sup>era</sup> y 4<sup>ta</sup>) y para la fase  $c$  (entre la 5<sup>ta</sup> y 6<sup>ta</sup>), vienen dadas por:

$$\begin{aligned} v_{TRb} &= \frac{r_s}{2}i_b + \frac{L_s}{2}pi_b + \mu 2(a-b) \frac{L_M}{2}pi_f + e_{b2} - \left( \frac{r_s}{2}i_b + \frac{L_s}{2}pi_b + e_{b1} \right), \\ &= \mu \left( -\frac{\sqrt{3}}{4} - \frac{\pi}{12} \right) L_M pi_f, \end{aligned} \quad (4.16)$$

y, para la fase  $c$ ,

$$\begin{aligned} v_{TRc} &= \frac{r_s}{2}i_c + \frac{L_s}{2}pi_c + \mu 2(b-a) \frac{L_M}{2}pi_f + e_{c2} - \left( \frac{r_s}{2}i_c + \frac{L_s}{2}pi_c + e_{c1} \right), \\ &= \mu \left( \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{\pi}{12} \right) L_M pi_f. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Esto implica que un CCEE en bobinados de la fase no medida puede visualizarse en la TR de la fase medida, característica de gran relevancia para el proceso de diagnóstico.

A continuación se desarrolla el modelo de señal para el resto de las fases de la MSIP.

#### 4.2.2.2. Modelo de señal para un CCEE en la fase $b$

La presente sección tiene por objetivo obtener un modelo dinámico para la MSIP con bobinados divididos incluyendo un CCEE en la fase  $b$ . Dado que para desarrollar la propuesta se lleva a cabo un razonamiento análogo al realizado en la sección anterior, con el fin de conservar la síntesis de contenido de esta Tesis, a continuación se exponen los parámetros del modelo en el marco de referencia  $abc$ . Las matrices  $\mathbf{R}_f$  y  $\mathbf{L}_f$  del modelo planteado en (4.9) y (4.10) contienen los parámetros modificados producidos por un CCEE en bobinados de la fase  $b$  y definidas de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & -\mu r_s \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ -\mu r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu r_s + 2r_f \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

$$\mathbf{L}_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_s & 0 & aL_M & bL_M & bL_M & aL_M & \mu 2aL_M \\ 0 & L_s & bL_M & aL_M & aL_M & bL_M & \mu 2bL_M \\ aL_M & bL_M & L_s & 0 & bL_M & aL_M & -\mu L_s \\ bL_M & aL_M & 0 & L_s & aL_M & bL_M & 0 \\ bL_M & aL_M & aL_M & bL_M & L_s & 0 & \mu 2bL_M \\ aL_M & bL_M & bL_M & aL_M & 0 & L_s & \mu 2aL_M \\ -\mu L_s & 0 & \mu 2aL_M & \mu 2bL_M & \mu 2bL_M & \mu 2aL_M & \mu L_s + \mu^2 L_M \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

Y el flujo magnético de los imanes enlazado por el estátor viene dado por:

$$\Psi_{ip,f,abc} = \frac{1}{2}\psi_{ip} \begin{bmatrix} \text{sen } \theta_r \\ \text{sen } \theta_r \\ \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \\ -\mu \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

#### 4.2.2.3. Modelo de señal para un CCEE en la fase $c$

Los parámetros del modelo dinámico para la MSIP con bobinados divididos incluyendo un CCEE en la fase  $c$ , se definen de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & -\mu r_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ -\mu r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu r_s + 2r_f \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

$$\mathbf{L}_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_s & 0 & aL_M & bL_M & bL_M & aL_M & \mu 2aL_M \\ 0 & L_s & bL_M & aL_M & aL_M & bL_M & \mu 2bL_M \\ aL_M & bL_M & L_s & 0 & bL_M & aL_M & \mu 2bL_M \\ bL_M & aL_M & 0 & L_s & aL_M & bL_M & \mu 2aL_M \\ bL_M & aL_M & aL_M & bL_M & L_s & 0 & -\mu L_s \\ aL_M & bL_M & bL_M & aL_M & 0 & L_s & 0 \\ -\mu L_s & 0 & \mu 2aL_M & \mu 2bL_M & \mu 2bL_M & \mu 2aL_M & \mu L_s + \mu^2 L_M \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

Y el flujo magnético de los imanes viene dado por:

$$\Psi_{ip,f,abc} = \frac{1}{2}\psi_{ip} \begin{bmatrix} \text{sen } \theta_r \\ \text{sen } \theta_r \\ \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r - 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \\ \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \\ -\mu \text{sen } (\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Las TRs derivadas de los modelos propuestos en la sección actual y en la anterior presentan similares características que las obtenidas en (4.15), (4.16) y (4.17) de la Sección 4.2.2.1.

### 4.2.3. Atenuación de oscilaciones en la señal de diagnóstico

Las oscilaciones de velocidad producen variaciones en la frecuencia angular eléctrica de las señales en el dominio del tiempo. En efecto, las técnicas de detección basadas en el análisis de las componentes espectrales son inadecuadas en aplicaciones de régimen no estacionario. Con el objetivo de atenuar las oscilaciones de frecuencias, en esta Tesis se utiliza el concepto conocido como Seguimiento de Órdenes (por sus siglas en Inglés: **OT**, “*Order Tracking*”) [127]. El OT se fundamenta en el muestreo de las señales de vibración sincronizadas con la posición angular del eje del rotor para detectar defectos en las partes móviles de la máquina [127, 128]. En general, para conocer la velocidad instantánea del rotor se utilizan sensores de posición, sensores piezoeléctricos o acelerómetros. Cuando la velocidad del rotor se mantiene constante, los incrementos de la posición del rotor entre instantes de muestreo son constantes e iguales por cada revolución del eje. En este caso, la aplicación de OT es totalmente análoga a la adquisición de las señales eléctricas con frecuencia de muestreo fija. Cuando la velocidad del rotor presenta oscilaciones, los incrementos de la posición del rotor entre instantes de muestreo son desiguales. En tales casos, se proponen estrategias sobre el concepto de OT pero utilizando señales eléctricas para detectar diferentes tipos de averías tales como desequilibrios en el eje del rotor [129] o, recientemente, para la detección de fallas en los rodamientos [110].

En principio, para aplicar el concepto de OT se requiere conocer la posición del rotor,  $\theta_r$ . Cuando la MSIP se encuentra sin carga la tensión de salida es igual a la FEM inducida por



los imanes permanentes dada por (4.1). En este caso, se puede observar que la información de la posición del rotor puede ser estimada a partir de dicha expresión. Por otro lado, cuando la MSIP funciona bajo carga, las tensiones medidas difieren de la FEM inducida debido a las caídas de potencial ocasionadas por la impedancia interna de la máquina. Sin embargo, las posiciones instantáneas de la FEM y la tensión, generalmente, mantiene una diferencia relativa constante y de baja magnitud [110]. De ahí que en esta Tesis se propone estimar la posición angular del rotor, relativa al referencial de estátor, mediante las tensiones medidas de la siguiente manera:

$$\hat{\theta}_r \approx \tan^{-1} \left( \frac{v_d}{v_q} \right), \quad (4.24)$$

derivando (4.24) con respecto al tiempo, la velocidad angular del rotor puede estimarse de la siguiente manera:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\theta}_{r(k)} - \hat{\theta}_{r(k-1)}}{\Delta T_s}. \quad (4.25)$$

donde,  $k = 1, 2, 3, \dots, n$  son las muestras de la señal y  $\Delta T_s$  el tiempo entre muestras.

Una vez obtenidas la posición y la velocidad del rotor, se procede a remuestrear las señales eléctricas. A modo de ejemplo, en la Fig. 4.3 se presenta un esquema en donde se analiza la forma de onda de una señal muestreada. Dado que las tensiones de estátor son adquiridas con frecuencia de muestreo constante ( $\Delta T = \text{constante}$ ), las muestras ( $\bullet$ ) correspondientes a la posición estimada en los instantes  $t = t_1, t_2, \dots, t_n$ , se definen según:

$$\hat{\theta}_r = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{(1)} & \hat{\theta}_{(2)} & \hat{\theta}_{(3)} & \dots & \hat{\theta}_{(n)} \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

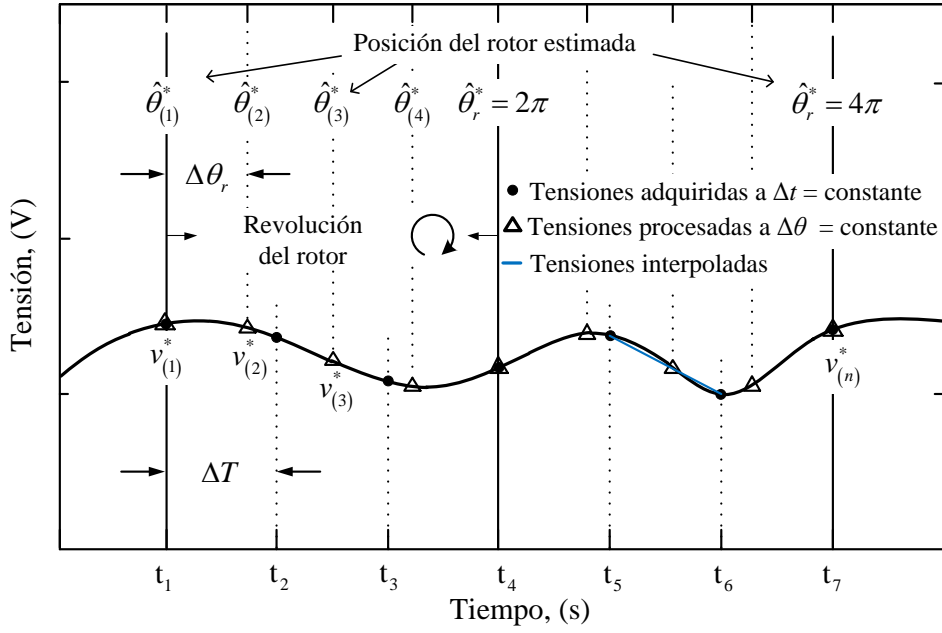
A partir de la posición angular estimada, se obtiene un nuevo vector de muestras ( $\Delta$ ) con incrementos fijos de la posición del rotor ( $\Delta \hat{\theta}_r = \text{constante}$ ), de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_r^* &= \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{(1)}^* & \hat{\theta}_{(2)}^* & \hat{\theta}_{(3)}^* & \dots & \hat{\theta}_{(n)}^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{(1)} & \hat{\theta}_{(1)} + \Delta \hat{\theta}_r & \hat{\theta}_{(1)} + 2\Delta \hat{\theta}_r & \dots & \hat{\theta}_{(n)} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (4.27)$$

donde,  $\hat{\theta}_r^*$  es la posición angular estimada con incrementos de posición igualmente espaciados en  $\Delta \hat{\theta}_r = \frac{\hat{\theta}_{(n)} - \hat{\theta}_{(1)}}{n-1}$ . Notar que para aplicaciones con velocidades angulares sin oscilaciones tanto (4.26) como (4.27) contendrán el mismo vector de datos.

Entonces, de la posición angular con incrementos fijos, las tensiones medidas son remuestreadas por medio de un algoritmo de interpolación de la siguiente manera:

$$v^* = \begin{bmatrix} v_{(1)}^* & v_{(2)}^* & v_{(3)}^* & \dots & v_{(n)}^* \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$



**Figura 4.3:** Esquema de muestreo de señales.

Para completar el procesamiento, las tensiones periódicas con la posición angular del rotor en (4.28) se corrigen en amplitud a través de una normalización en función de la velocidad angular estimada en (4.25). De esta forma, las tensiones evaluadas pueden analizarse sin restricciones en el dominio de la frecuencia a través de las técnicas de diagnóstico de averías usuales aplicadas en señales de estado estacionario.

A continuación, se presentan los resultados experimentales para la MSIP en régimen estacionario y transitorio que validan la estrategia propuesta en este capítulo.

### 4.3. Validación mediante ensayos experimentales

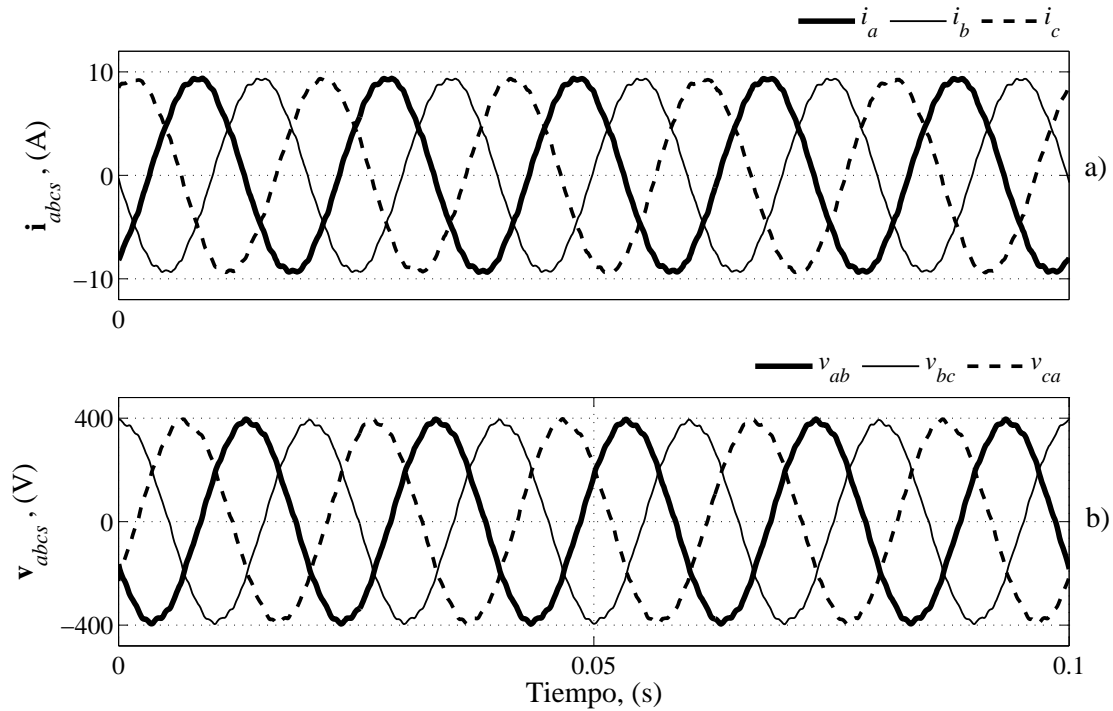
La estrategia propuesta se validó de manera experimental utilizando un prototipo de MSIP trifásica construido en el GEA-UNRC y para la misma configuración eléctrica empleada en el Capítulo 2 y el Capítulo 3. El prototipo de MSIP permitió generar diferentes severidades de falla y, además, permitió medir las TPM de los tres bobinados de fases. La totalidad de las señales fueron adquiridas a bornes de la máquina con frecuencia de muestreo constante para la MSIP a velocidades estables, variables y bajo diferentes condiciones de carga. Para mayores detalles del prototipo de MSIP puede consultar la Sección C.1.2 del Apéndice C.

### 4.3.1. MSIP en régimen estacionario

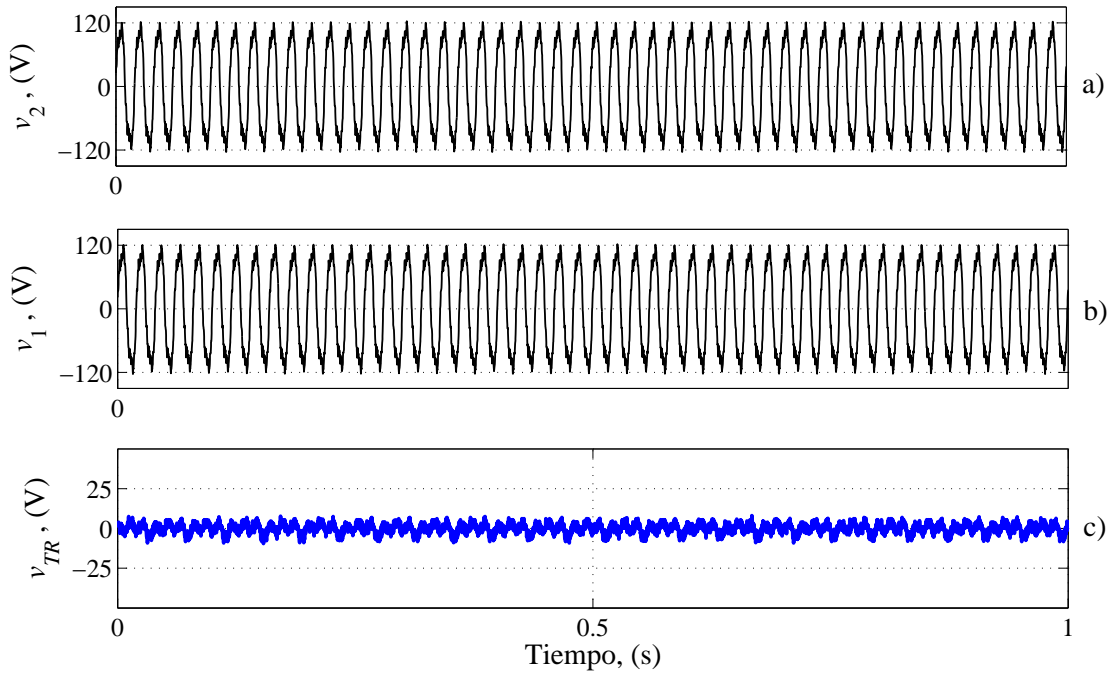
En esta sección se presentan los resultados obtenidos para la MSIP en régimen estacionario considerando velocidad angular constante y cargas simétricas. Las señales eléctricas obtenidas a partir del prototipo construido se muestran en la Fig. 4.4. En la Fig. 4.4 a) y Fig. 4.4 b) se presentan las corrientes y las tensiones de línea instantáneas, respectivamente, medidas a 1500 rpm y utilizando como carga un banco de resistencias trifásico equilibrado,  $r_{abc} = 23,6 \Omega$ .

Por otro lado, las TPM obtenidas sobre el bobinado de la fase  $a$  se muestran en la Fig. 4.5. En la Fig. 4.5 a) se presenta la TPM sobre el semi-bobinado,  $v_2$ . La TPM sobre el otro semi-bobinado,  $v_1$ , se muestra en la Fig. 4.5 b). En esta propuesta la TPM  $v_2$  se obtiene mediante la diferencia entre la tensión medida sobre la fase  $a$  y la TPM  $v_1$ , sin requerir un sensor adicional. La TR resultante de la diferencia entre ambas tensiones se muestra en la Fig. 4.5 c).

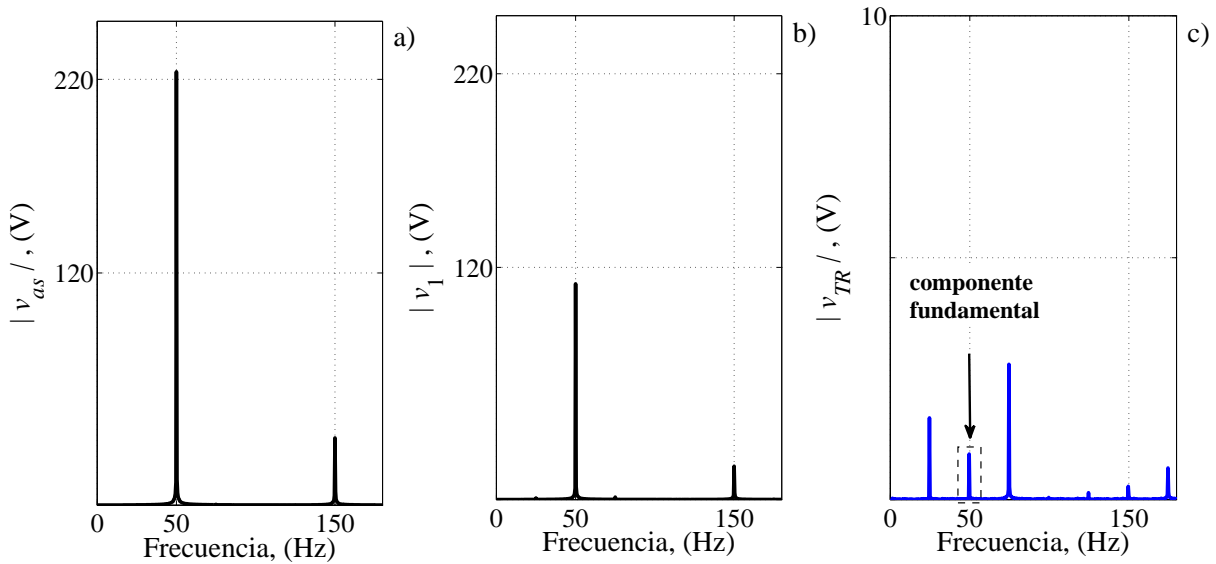
Los espectros de frecuencia de las tensiones evaluadas se presentan en la Fig. 4.6. En la Fig. 4.6 a) para la tensión de fase y en la Fig. 4.6 b) para la TPM  $v_1$ . Se puede observar que las componentes de frecuencia de la TPM alcanzan magnitudes iguales a la mitad del valor que presentan las componentes de la tensión de fase total. En la Fig. 4.6 c), se aprecian componentes residuales conteni-



**Figura 4.4:** Variables eléctricas medidas a bornes de la MSIP para el estado estacionario. a) Corrientes de fase, b) Tensiones de línea.



**Figura 4.5:** Tensiones instantáneas medidas a bornes de la MSIP. a) TPM,  $v_2$ , b) TPM,  $v_1$ , c) TR,  $v_{TRa}$ .

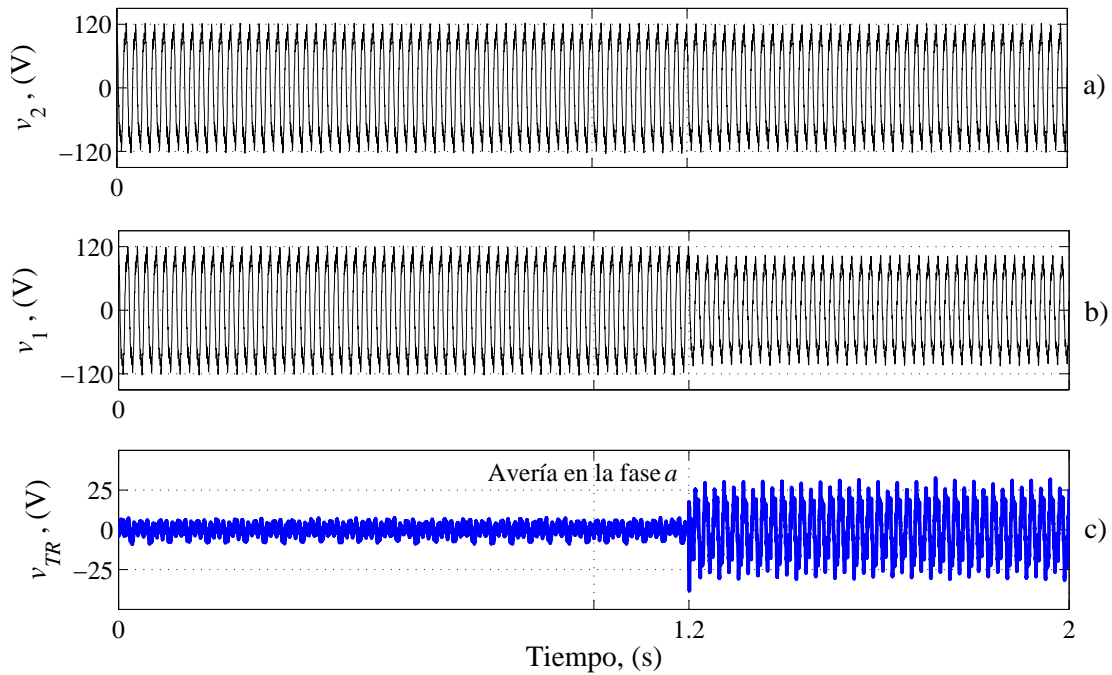


**Figura 4.6:** Espectros de frecuencia sin averías con velocidad de operación constante. (a) Tensión de fase  $v_{as}$ , (b) TPM,  $v_1$ , (c) TR,  $v_{TRa}$ .

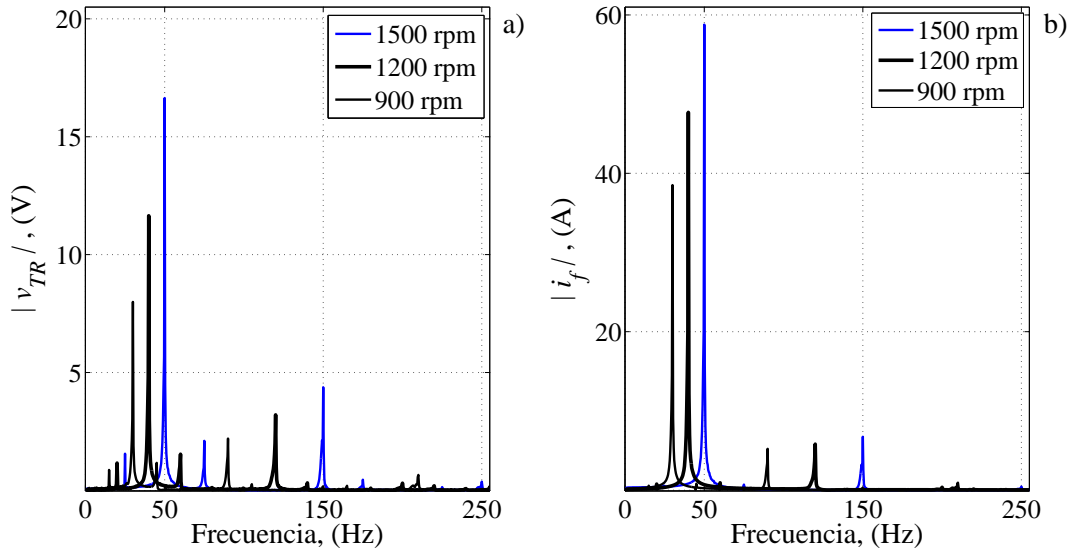
das en el espectro de la TR producto de, principalmente, las asimetrías constructivas, diferencias en la magnetización de los imanes, excentricidades del eje y errores de medición [101, 114], entre otros fenómenos.

Las señales de tensión con 10 espiras en cortocircuito se presentan en la Fig. 4.7. La avería ocurre desde  $t = 1,2$  s. En la Fig. 4.7 a) la TPM sobre el semi-bobinado sin espiras afectadas no presenta variaciones durante todo el tiempo del ensayo. Sin embargo, en la Fig. 4.7 b) la TPM sobre el semi-bobinado con las espiras en cortocircuito reduce su magnitud al instante de producirse la falla. En la Fig. 4.7 c) se observa que la TR experimenta un cambio brusco de amplitud en  $t = 1,2$  s. Esta señal de diagnóstico se corresponde con el modelo de señal obtenido en (4.15) de la Sección 4.2.2.1. Por lo tanto, puede utilizarse para garantizar la detección de un CCEE incipiente en los bobinados de estátor de las MSIP.

El prototipo utilizado permite generar de manera intencional diferentes severidades de falla (entre un 0,7 % y un 7 % de las espiras del bobinado de fase completo) desde un tablero de mando de fácil acceso, posibilitando, además, adquirir la corriente de falla que circula por las espiras dañadas. De esta forma, los espectros de frecuencia de la TR y de la corriente de falla para la MSIP con 10 espiras en cortocircuito y diferentes velocidades de operación se muestran en las Fig. 4.8 a) y b), respectivamente. Se puede observar que las componentes espectrales se incrementan de manera proporcional con la velocidad angular de operación. Además, se com-



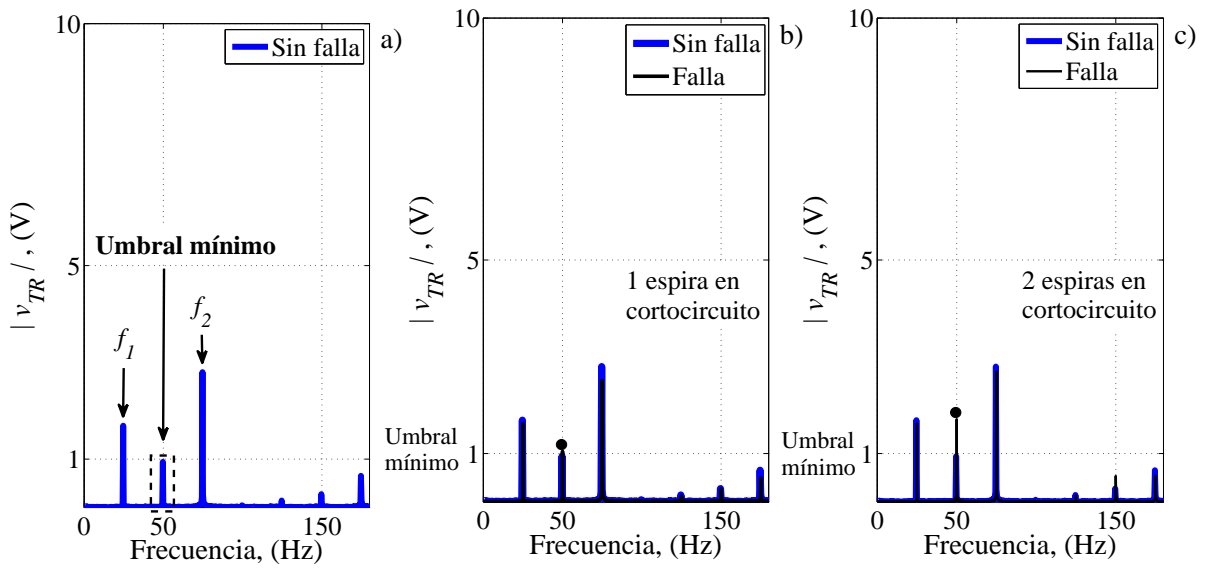
**Figura 4.7:** Tensiones instantáneas medidas a 1500 rpm con una avería en la fase  $a$ . a) TPM,  $v_2$ , b) TPM con 10 espiras en cortocircuito,  $v_1$ , c) TR,  $v_{TRa}$ .



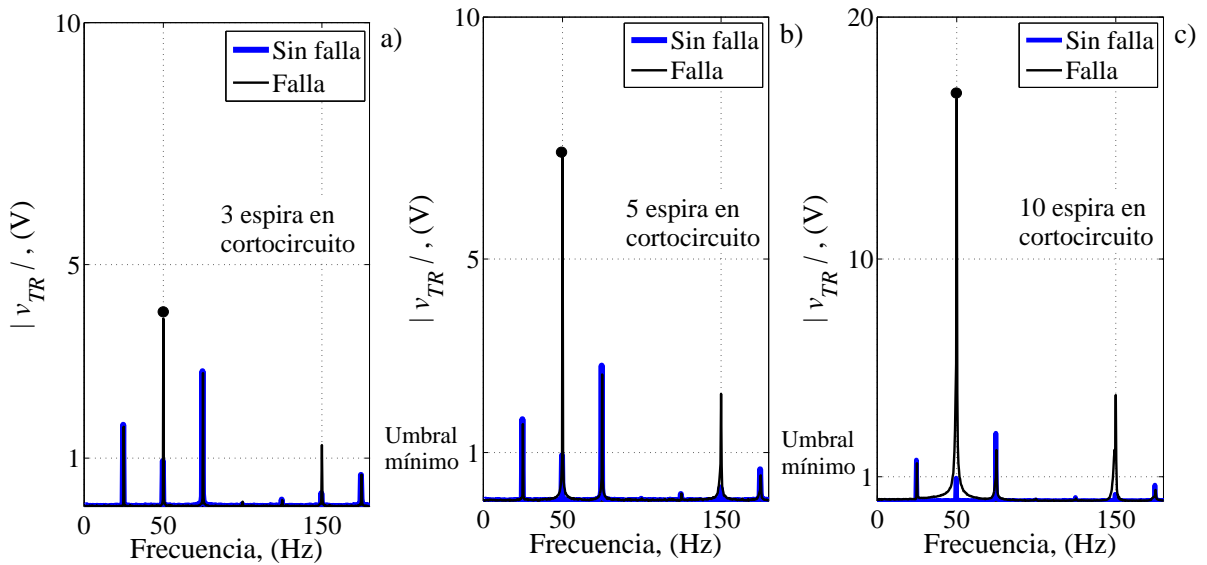
**Figura 4.8:** Espectros de frecuencia para diferentes velocidades angulares del rotor. a) TR,  $v_{TRa}$ , b) Corriente de falla,  $i_f$ .

prueba que el patrón de frecuencias es idéntico al presentado por la tensión de fase mostrada en la Fig. 4.6 a). Aquí, las elevadas amplitudes que alcanzan las componentes de la corriente de falla comparadas con las corrientes de fase de la Fig. 4.4 a) demuestran la importancia de la detección temprana para evitar fallas catastróficas. En este caso particular, las magnitudes de las componentes tanto de la tensión como de la corriente en la Fig. 4.8 pueden utilizarse para aproximar la cantidad de espiras afectadas,  $\mu$ , a través de la señal de diagnóstico modelada en la expresión (4.15). En las máquinas de uso habitual no resulta posible medir la  $i_f$  y, por lo tanto, es necesario disponer de indicadores confiables para la detección y la cuantificación de un CCEE.

Con el objetivo de analizar el comportamiento de la MSIP para otras severidades de falla, en las Fig. 4.9 y Fig. 4.10 se muestran los espectros de frecuencia de la TR obtenidas para distintos número de espiras en cortocircuito. A fin de comparar la evolución de las componentes se superpone el espectro de frecuencia para la MSIP sin avería mostrado en la Fig. 4.6c). Se observa claramente el incremento de la componente de frecuencia fundamental en  $f_s = 50$  Hz para mayores cantidades de espiras en cortocircuito, mientras que el resto de frecuencias se mantienen poco variantes. Las componentes ubicadas como bandas laterales alrededor de la componente fundamental se manifiestan con un patrón definido que, generalmente, son utilizadas para la detección de la desmagnetización en los imanes permanentes o las excentricidades. El patrón de frecuencias viene dado por  $f_f = f_s(1 \pm k/pp)$ , donde  $k \in \mathbb{R}$  [22, 101]. En este caso particular,



**Figura 4.9:** Espectro de frecuencia de la TR remuestreada con diferentes cantidad de espiras en cortocircuito. a) Sin averías, b) 1 espira, c) 2 espiras.



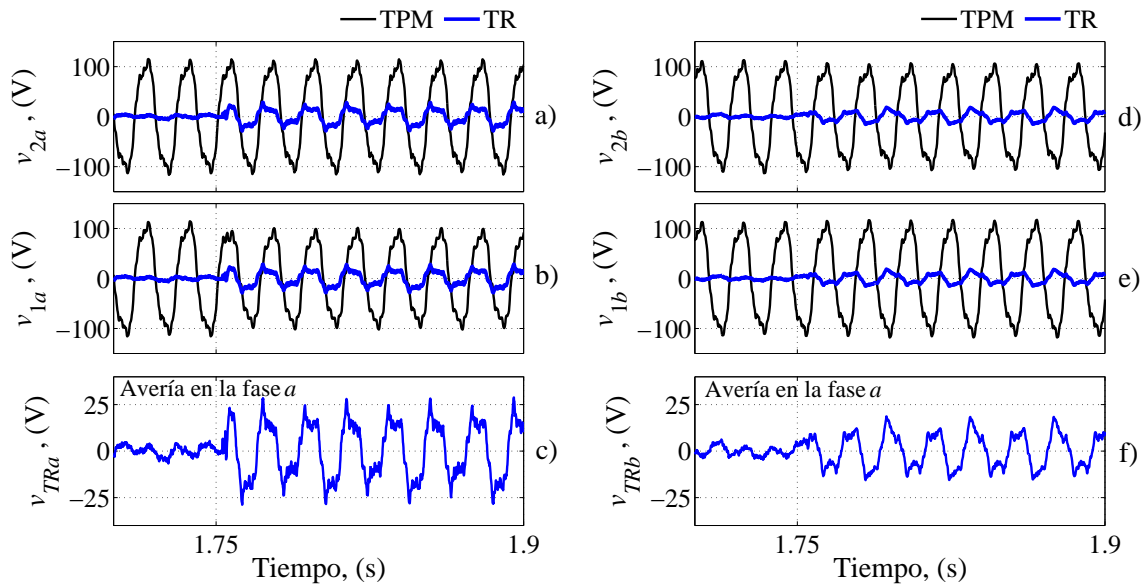
**Figura 4.10:** Espectro de frecuencia de la TR remuestreada con diferentes cantidad de espiras en cortocircuito. a) 3 espiras, b) 5 espiras, c) 10 espiras.

se identifican componentes cercanas a la  $f_s = 50$  Hz ubicadas en  $f_1 = 1/2 f_s$  y  $f_2 = 3/2 f_s$ . Esta importante característica permite separar un CCEE de otras averías importantes.

El proceso de diagnóstico también implica conocer el bobinado de la fase en donde se originó el problema. Debido al acoplamiento magnético entre fases, en la Sección 4.2.2 se demostró que un CCEE puede ser detectado desde cualquier TR disponible, incluso cuando la TR

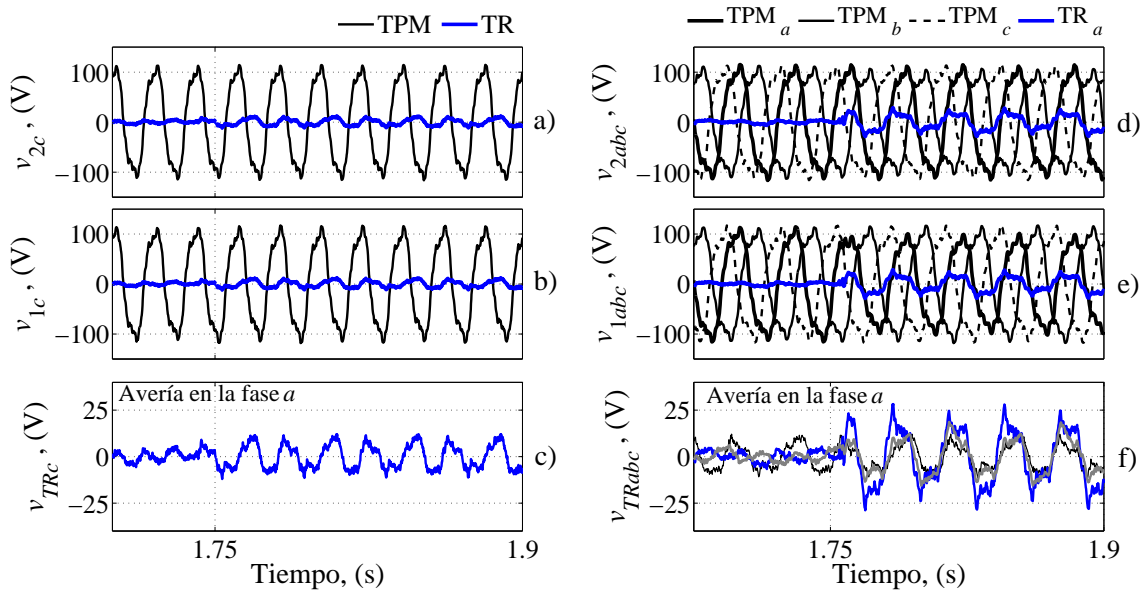
del bobinado afectado no sea factible de medir. Esta característica otorga una importante ventaja dado que la detección temprana puede asegurarse realizando el seguimiento de sólo una TPM de los bobinados trifásicos. Además, como se mencionó anteriormente, el patrón de frecuencias que presentan las corrientes y las tensiones de fase se relacionan con las frecuencias contenidas en el espectro de la corriente de falla. Por estas características, en las siguientes Fig. 4.11 y Fig. 4.12 se demuestra que la TR, proporcional a  $\mu i_f$ , mantiene la información de la fase angular del bobinado afectado. Es decir, es posible identificar el bobinado en donde se produjo el defecto sin importar la fase disponible para la medición de la TR.

En la Fig. 4.11 a) y b) se presentan las TPM medidas sobre cada semi-bobinado con 10 espiras en cortocircuito en la fase  $a$ . A fin de comparar la fase angular se superponen las TPM y la TR sobre la misma figura. En la Fig. 4.11 c) se muestra la TR obtenida para la fase  $a$ . Por otro lado, en la Fig. 4.11 d) y e) se presentan las TPM medidas sobre cada semi-bobinado de la fase  $b$ . Notar que las tensiones no modifican su amplitud. En la Fig. 4.11 f) se muestra la TR resultante de la fase  $b$  producto del CCEE ocurrido sobre los bobinados de la fase  $a$ . En ambas figuras se puede observar que las TR obtenidas mantienen igual fase angular respecto de la tensión medida sobre el bobinado defectuoso. De manera similar, en la Fig. 4.12 a) y b) se presentan las TPM medidas sobre el bobinado de la fase  $c$ . En la Fig. 4.12 c) se muestra la TR obtenida a partir de las TPM de la fase  $c$ , producto del CCEE originado sobre la fase  $a$ . Por último, en la



**Figura 4.11:** Tensiones medidas para 10 espiras en cortocircuito en bobinados de la fase  $a$ . a) TPM,  $v_{2a}$ , b) TPM,  $v_{1a}$ , c) TR,  $v_{TRa}$ , d) TPM,  $v_{2b}$ , e) TPM,  $v_{1b}$ , f) TR,  $v_{TRb}$ .





**Figura 4.12:** Tensiones medidas para 10 espiras en cortocircuito en bobinados de la fase *a*. a) TPM,  $v_{2c}$ , b) TPM,  $v_{1c}$ , c) TR,  $v_{TRc}$ , d) TPM,  $v_{2abc}$ , e) TPM,  $v_{1abc}$ , f) TR,  $v_{TRabc}$ .

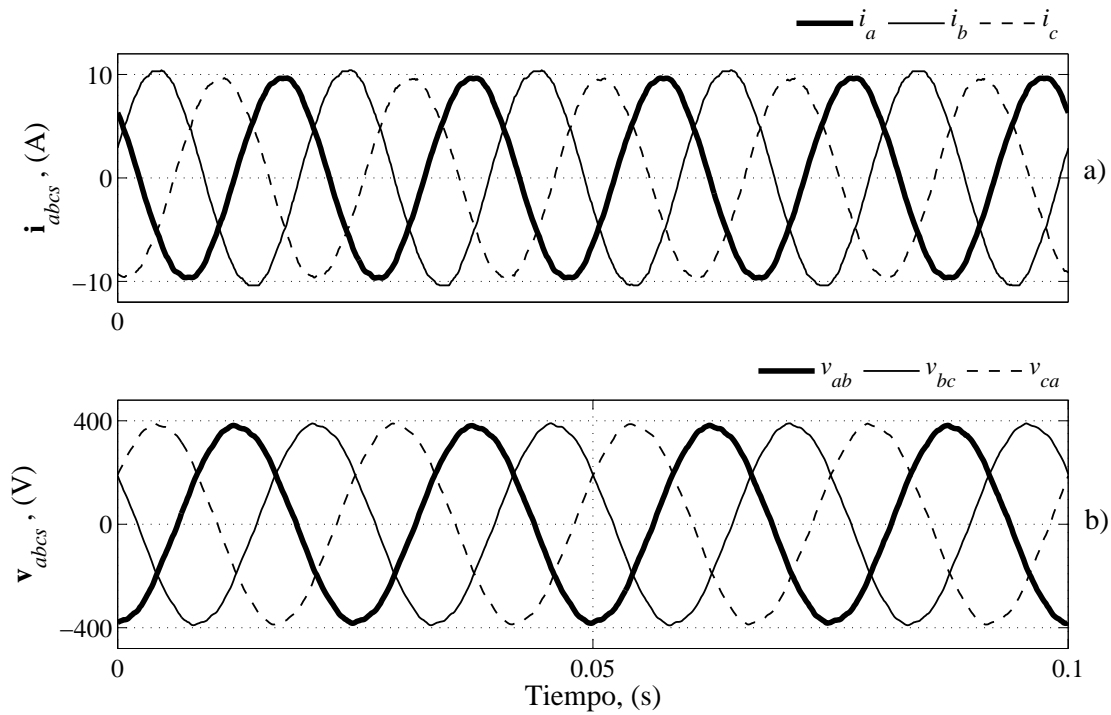
Fig. 4.12 d) y e) se muestran las TPM superpuestas de las tres fases. A fin de comparar la fase angular se superponen la TR de la fase *a* sobre la misma figura. Por último, en la Fig. 4.12 f) se contrastan las TR obtenidas a partir de las TPM de cada fase. Aquí, se vuelve evidente que las TR analizadas presentan la misma fase angular con amplitudes definidas de acuerdo con los modelos de señal (4.15)–(4.17) de la Sección 4.2.2.

### 4.3.2. MSIP en régimen transitorio

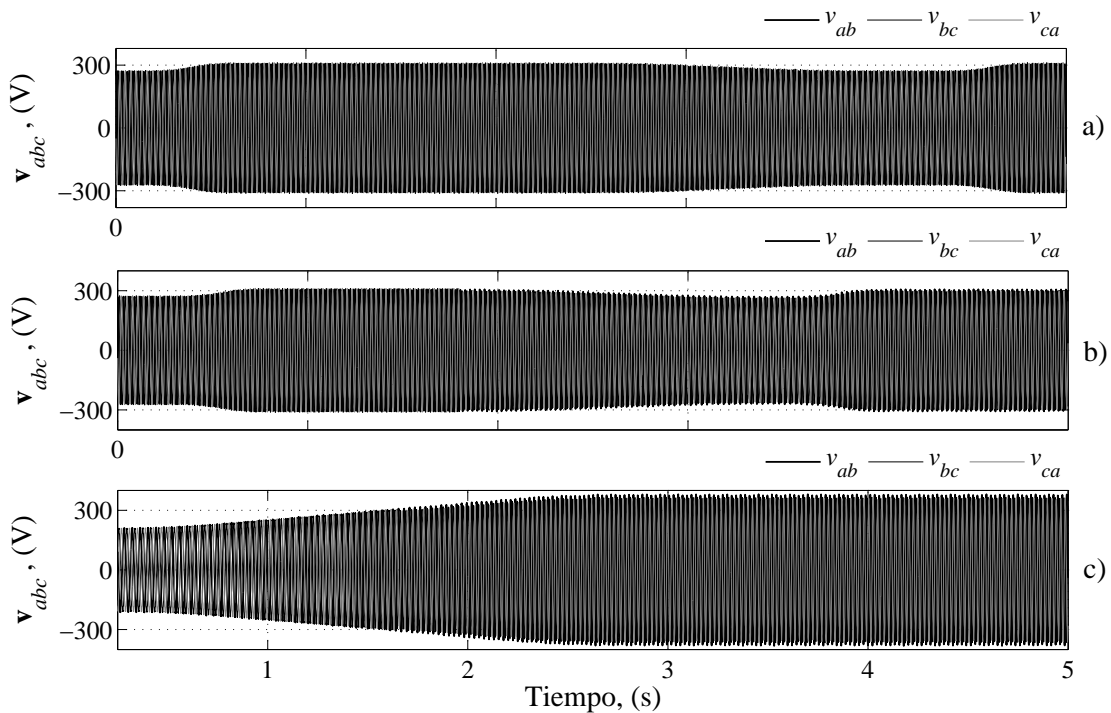
Las condiciones de funcionamiento no estacionario se generan incluyendo oscilaciones en la velocidad angular del rotor. Las variaciones se consiguen modificando la referencia de velocidad del inversor utilizado en los ensayos. En la Fig. 4.13 se presentan las señales eléctricas medidas con carga desbalanceada. En la Fig. 4.13 a) se presentan las corrientes asimétricas con índice  $k_{LCUR} = 5\%$ <sup>1</sup> [130]. En la Fig. 4.13 b) se muestran las tensiones de línea instantáneas desequilibradas.

Para evaluar los efectos de las oscilaciones de velocidad se realizaron diversos casos experimentales imponiendo perfiles de variación diferentes. Las tensiones medidas a bornes de la MSIP para los tres casos evaluados se presentan en la Fig. 4.14. Asimismo, en la Fig. 4.15 se

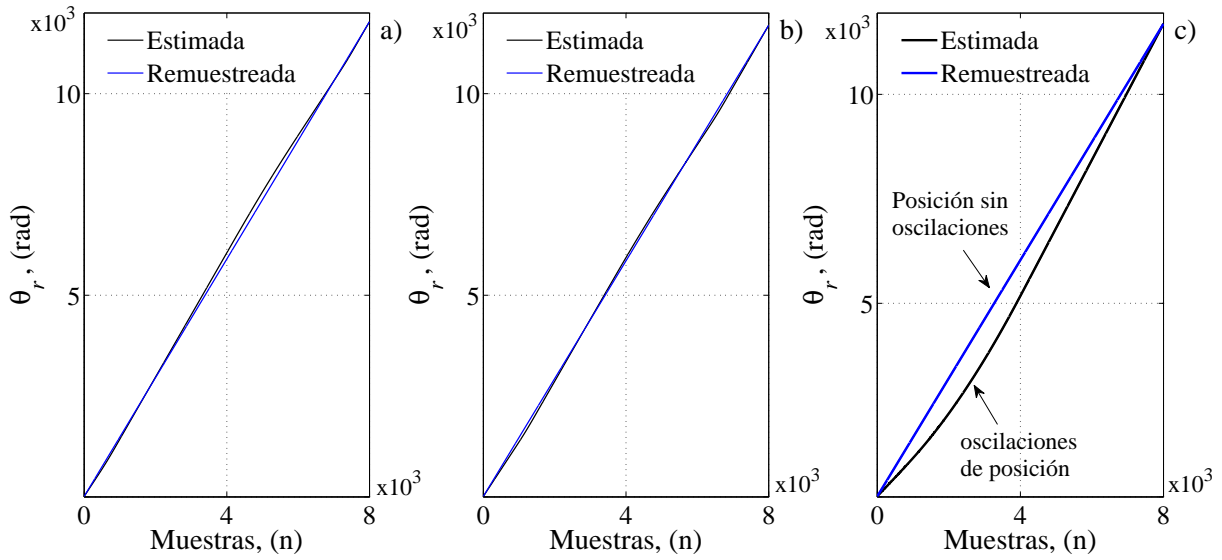
<sup>1</sup> $k_{LCUR}$ : es el factor de desequilibrio de corrientes definido en la Norma NEMA MG1.



**Figura 4.13:** Variables eléctricas medidas a bornes de la MSIP. a) Corrientes de fase desequilibradas,  $k_{LCUR} = 5\%$ ; b) Tensiones de línea desequilibradas.



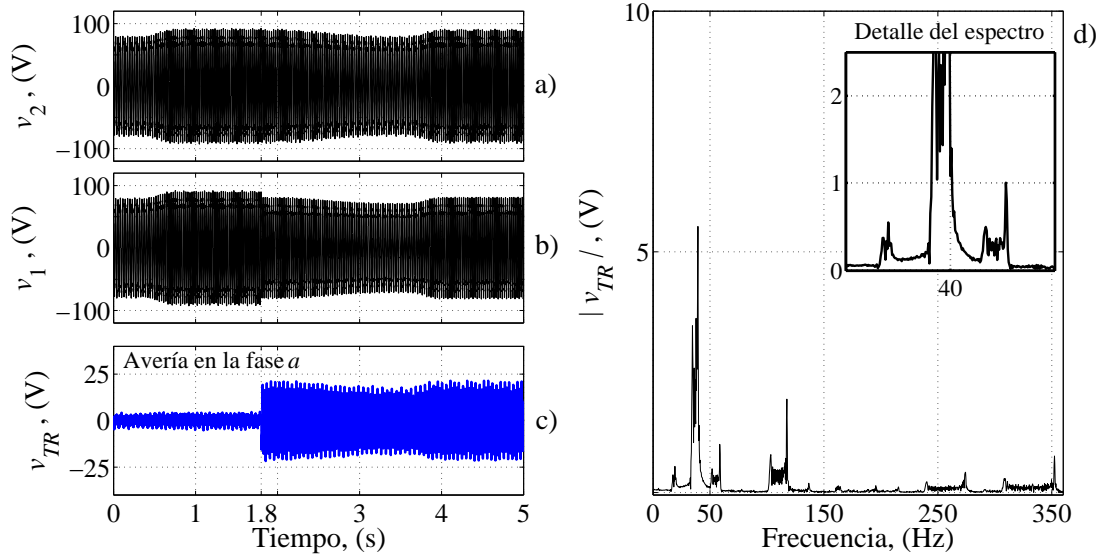
**Figura 4.14:** Tensiones de línea desequilibradas con velocidad angular variable. a) Caso 1, b) Caso 2, c) Caso 3, rampa de tensión ascendente.



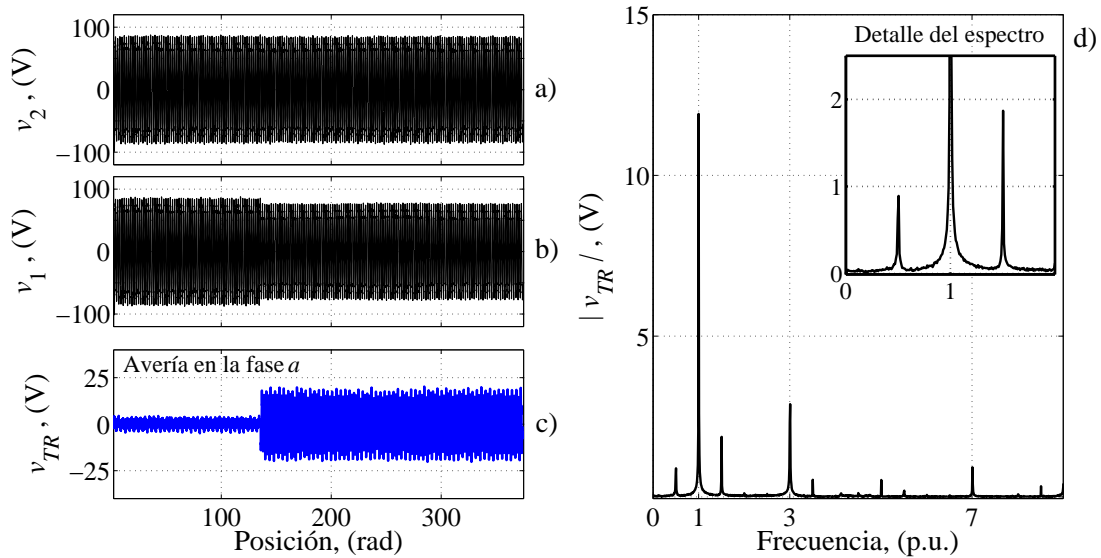
**Figura 4.15:** Estimación de la posición del rotor. a) Caso I, b) Caso II, c) Caso III, rampa de tensión.

muestran superpuestas la posición angular estimada a través de (4.26) y la posición para incrementos fijos del rotor obtenida a partir de (4.27). En caso de oscilaciones de velocidad, se observan variaciones no uniformes de la posición estimada. Sin embargo, la posición del rotor nuevamente mantiene su proporcionalidad una vez aplicado el procesamiento de señales descrito en la Sección 4.2.3.

Bajo estos regímenes transitorios, en la Fig. 4.16 se muestran los efectos provocados por un CCEE sobre las tensiones de la MSIP. En la Fig. 4.16 a) y b) se presentan la TPM sin avería y la TPM del semi-bobinado con 10 espiras en cortocircuito, respectivamente. En la Fig. 4.16 c) se muestra la TR evidenciando la avería desde  $t = 1,8$  s. La totalidad de las tensiones presentan oscilaciones de amplitud y frecuencia que perjudican el análisis del espectro. En la Fig. 4.16 d) se observa una dispersión importante en el espectro de la TR que impide identificar correctamente las componentes de frecuencias características. A consecuencia de ello, realizar un diagnóstico de averías aplicando las técnicas tradicionales mediante el análisis de las componentes espectrales se vuelve inviable. Sin embargo, una vez aplicado el remuestreo de las tensiones mediante (4.28) y normalizando en amplitud, las señales de estado no estacionario en la Fig. 4.17 a), b) y c) resultan análogas a las señales mostradas en la Fig. 4.7 para el estado estacionario. De esta forma es posible realizar el diagnóstico de un CCEE sin errores analizando las componentes de frecuencia de la TR una vez procesadas.



**Figura 4.16:** Tensiones medidas con velocidad variable. a) TPM sin averías,  $v_2$ , b) TPM con 10 espiras en cortocircuito,  $v_1$ , c) TR,  $v_{TRa}$ ; d) Espectro de frecuencia de la TR.



**Figura 4.17:** Tensiones remuestreadas. a) TPM sin averías,  $v_2$ , b) TPM con 10 espiras en cortocircuito,  $v_1$ , c) TR,  $v_{TRa}$ , d) Espectro de frecuencia de la TR.

### 4.3.3. Indicador de severidad

En esta sección se propone un indicador de severidad para el método propuesto basado en modelo de señal. Para la correcta detección y cuantificación de un CCEE en bobinados se requiere de indicadores de severidad fiables y de simple implementación. Los indicadores permiten estimar el estado actual que presentan las averías en las MER. La magnitud indicada debe ser

cuidadosamente analizada para la toma de decisiones correctas. En particular, si se detecta un CCEE se recomienda retirar la máquina del proceso para evitar problemas mayores.

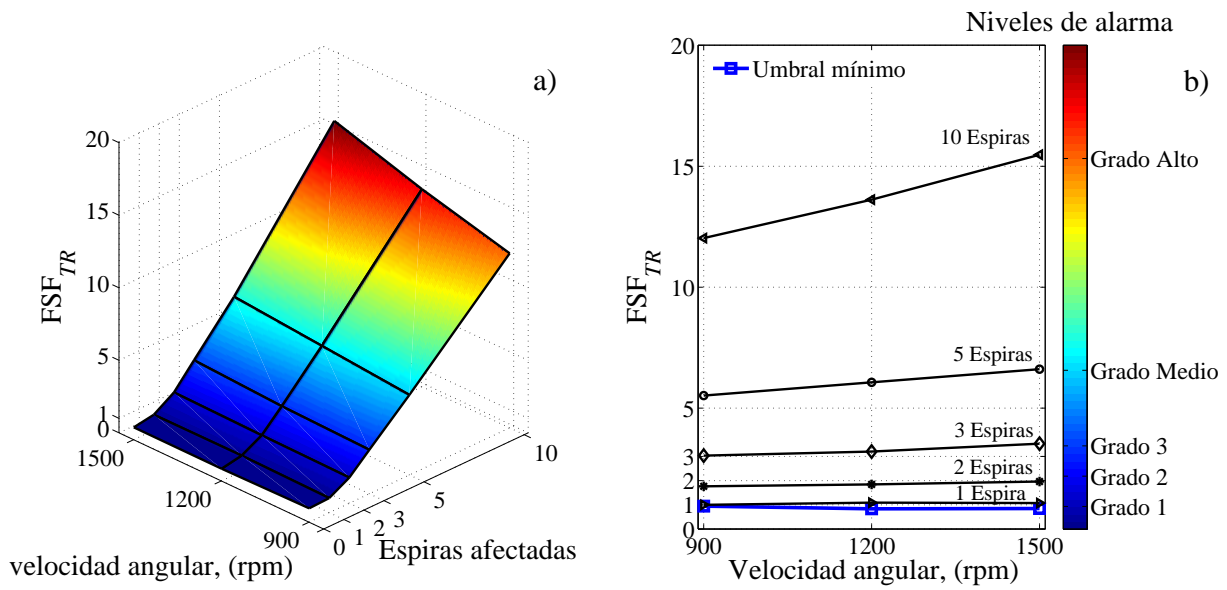
Teniendo en cuenta estas observaciones, a continuación, se define un indicador de severidad de falla derivado de las señales de tensión analizadas en este capítulo. De los resultados presentados en la Sección 4.3.1 se determinó que sólo la componente fundamental de la TR se incrementa con el número de espiras en cortocircuito. Por lo tanto, considerando estas características se propone un Factor de Severidad de Falla basado en la TR de la siguiente manera:

$$FSF_{TR} = \frac{|v_{TR,1}|}{|v_{xs,1}|} \cdot 100, \quad (4.29)$$

donde,  $|v_{TR,1}|$  y  $|v_{xs,1}|$ , son las componentes fundamentales de la TR y la tensión del semi-bobinado sin averías, respectivamente, siendo  $x = a, b$  o  $c$ . Entonces, para la MSIP sin averías,  $FSF_{TR} = 0$ . En otro caso,  $FSF_{TR} = 1$ , para el total de las espiras afectadas del semi-bobinado.

El umbral mínimo para la MSIP en condiciones normales de funcionamiento y sin averías se define de manera similar a la expresión (3.36) del capítulo anterior. En este caso, la detección segura se efectúa cuando  $FSF_{TR} > J_{TH}$ .

Para analizar estas condiciones en la Fig. 4.18 a) y b) se presenta el  $FSF_{TR}$  en función de la cantidad de espiras en cortocircuito y de la velocidad de la MSIP. En la Fig. 4.18 b) se presentan las curvas de nivel obtenidas a partir de la superficie mostrada en la Fig. 4.18a). Para la MSIP sin averías, el umbral mínimo  $FSF_{TR}$  describe una recta con pendiente cero (color azul), es decir, mantiene la misma magnitud sin tener en cuenta la velocidad angular de operación. De esta forma, se verifica que, para la máquina sin averías, el  $J_{TH}$  queda definido por las asimetrías inherentes que presenta la MSIP supervisada y, además, puede ajustarse por única vez en cualquier estado de operación. Dado que la componente fundamental,  $|v_{TR,1}|$ , se incrementa con la severidad del cortocircuito pero al mismo tiempo  $|v_{xs,1}|$  disminuye en amplitud, el  $FSF_{TR}$  experimenta un incremento de magnitud sólo a consecuencia del aumento en la cantidad de las espiras dañadas. Los niveles de alarma mostrados sobre la Fig. 4.18 b), Grado 1, Grado 2 y Grado 3 indican la gravedad de la avería, bien diferenciados y proporcionales a la cantidad de espiras afectadas. Para grados mayores, Grados Medio y Alto, la severidad tiende a crecer de manera proporcional con la velocidad de operación debido a la magnitud importante que alcanza la corriente de falla. No obstante, los distintos niveles de alarma se encuentran bien diferenciados para las severidades de falla analizadas.



**Figura 4.18:** a)  $FSF_{TR}$  para diferentes severidades de falla y velocidades angulares de operación, b) Curva de nivel del  $FSF_{TR}$ .

Como se demostró en la Sección 4.2.2, la TR se obtiene por la diferencia entre las caídas de potencial provocadas por la corriente de estátor que circula por el bobinado fase. Esto implica que los problemas de desequilibrios en la tensión de alimentación o los desbalances de cargas no se vean reflejados sobre las magnitudes obtenidas para el  $FSF_{TR}$ .

## 4.4. Discusiones finales

En este capítulo se presentó una estrategia basada en modelo de señal para la detección y el diagnóstico de un CCEE en los bobinados de la MSIP. El método propuesto fue implementado de manera experimental a partir de las tensiones de fase y las tensiones medidas sobre el punto medio de los bobinados de estátor.

Con el objetivo de obtener un modelo de señal preciso y sensible a los efectos de un CCEE se desarrolló un nuevo modelo dinámico con bobinados divididos en marco de referencia *abc*. A partir del modelo con avería propuesto se calcularon señales de tensión residuales (TR) proporcionales a la severidad de un CCEE en los bobinados de la MSIP. Dado que las TR se obtuvieron mediante la diferencia de las TPM medidas sobre cada fase, además de detectar la avería de manera inmediata, permitieron desacoplar totalmente los efectos de las corrientes asimétricas producto de los posibles desequilibrios en la tensión de alimentación o las cargas desbalanceadas.

Por otro lado, las aplicaciones que utilizan las MSIP se caracterizan por operar bajo condiciones de funcionamiento no estacionarias. En estos casos, las posibles oscilaciones de velocidad en el rotor se reflejan directamente sobre la FEM inducida y, por consiguiente, en la tensión a bornes de la máquina. Por lo tanto, para atenuar los efectos de las oscilaciones de velocidad, las tensiones de estátor fueron remuestreadas a incrementos fijos de la posición angular del rotor. Para ello, la posición del rotor se estima a partir de las tensiones medidas, sin la necesidad de incorporar un sensor adicional de posición o de velocidad. De esta forma, las señales medidas en estado no estacionario pueden analizarse mediante las técnicas de diagnóstico tradicionales utilizadas para el EE.

A diferencia de propuestas anteriores basadas en las corrientes de estátor, la ventaja de la propuesta se demuestra analizando las características de la TR obtenida. Por un lado, en la Sección 4.2.2 quedó demostrado que un CCEE puede detectarse desde cualquier TR disponible debido al acoplamiento magnético entre las fases, incluso cuando la TR del bobinado afectado no sea factible de calcular. Es decir, el método requiere la disponibilidad de sólo un borne adicional para medir la TPM con el fin de detectar una avería en cualquiera de los bobinados de fase. Por otro lado, el análisis del espectro de frecuencia de la TR permitió caracterizar las componentes relacionadas con un CCEE. Específicamente, se determinó que los cortocircuitos entre espiras modifican sólo la amplitud de la componente fundamental mientras que el resto de las

componentes relacionadas con la detección de otros tipo de averías se mantiene poco variantes. Si las distribuciones de los semi-bobinados son iguales y contienen la misma cantidad de espiras, la detección de un CCEE se realiza ante la mínima diferencia de espiras efectivas entre ambos semi-bobinados. En el peor de los casos, la TR no podrá evidenciar una avería cuando la cantidad de espiras afectadas sea exactamente igual en cada semi-bobinado. Ante esta situación se espera que la falla evolucione de manera no uniforme para ser detectada. Además, dado que la TR obtenida en cualquier fase mantiene igual fase angular que la tensión medida sobre el bobinado afectado, la ubicación de la avería puede llevarse a cabo comparando la fase angular de las TPM y la TR resultante.

El método asume una configuración de bobinados conectados en estrella, por ello requiere acceder al punto común de los bobinados de estátor de manera similar a los métodos basados en el análisis de la ZCSV [20, 26]. Un posible inconveniente es la necesidad de acceder al punto medio de uno de los bobinados de fase, aunque, es menos invasivo que otras propuestas que utilizan bobinas exploradoras [36]. Sin embargo, dadas las ventajas comprobables que otorga esta propuesta el borne adicional puede dejarse disponible, sin mayores dificultades, durante el proceso de fabricación de la MSIP.

Los resultados experimentales obtenidos para diferentes severidades de falla y condiciones de funcionamiento demuestran la fiabilidad y robustez del método propuesto para la completa caracterización de un CCEE en los bobinados de las MSIP.



## **Capítulo 5**

# **Conclusiones finales y propuestas de futuros trabajos**

En el presente capítulo se presentan las conclusiones finales. Se plantea una comparación entre los métodos de diagnóstico de averías propuestos en esta Tesis, describiendo las similitudes y diferencias, ventajas y desventajas. Finalizando, se exponen las propuestas de futuros trabajos.

### **5.1. Conclusiones finales**

En esta Tesis se presentaron nuevos métodos para la detección y el diagnóstico de CCEE incipientes en los bobinados de las MSIP. Para desarrollar tales estrategias se formularon modelos analíticos que incluyen una avería en cualquiera de los bobinados de fase. Las estrategias se implementaron utilizando las corrientes y las tensiones medidas sobre la máquina funcionando en modo generador accionado por un inversor fuente de tensión con la finalidad de evaluar el comportamiento de la MSIP en varios puntos de operación. Sin embargo, cabe resaltar que no existe restricción alguna para analizar la MSIP funcionando como motor.

Los métodos fueron analizados incluyendo varias perturbaciones que perjudican de manera directa el proceso de diagnóstico. Para el método basado en modelo de proceso se obtuvo de manera analítica un RVC a través de la diferencia entre las corrientes medidas y las estimadas por un observador de estados. Mediante resultados de simulación y experimentales, se comprobó que las incertidumbres o variaciones de parámetros ponen en riesgo la determinación del

bobinado afectado pero no la estimación de la severidad de la falla. Además, debido a los posibles desequilibrios de corrientes provocados por los problemas de calidad de energía, las cargas desbalanceadas, las asimetrías inherentes de la máquina y otros efectos no contemplados en el modelo, fue necesario definir umbrales de tolerancias para la MSIP en condiciones normales de funcionamiento y sin averías con el fin de garantizar la mínima cantidad de espiras detectables.

Para demostrar de manera analítica el método propuesto basado en modelo de señal se formularon nuevos modelos con averías con el fin de obtener una señal de tensión residual, TR, sensible a los efectos provocados por un CCEE en bobinados. La TR se obtiene mediante la diferencia entre la tensión de fase y la tensión de punto medio, TPM, medida sobre la mitad de un bobinado de fase. A diferencia de anteriores propuestas basadas en la medición de corrientes, la única TPM utilizada en el análisis no sólo permite detectar un CCEE originado desde cualquier fase de estátor sino también identificar el bobinado defectuoso. Además, la propuesta se caracteriza por atenuar los efectos de las oscilaciones de velocidad, propias de las aplicaciones que utilizan las MSIP. Para desacoplar estos efectos, las tensiones de estátor fueron remuestreadas a incrementos fijos de la posición angular del rotor. De esta forma, las señales de estado transitorio pueden analizarse mediante las técnicas de diagnóstico tradicionales utilizadas para el estado estacionario. Para finalizar, en la Tabla 5.1 se exponen las principales similitudes y diferencias, ventajas y desventajas de ambos métodos propuestos en este trabajo de Tesis.

## 5.2. Propuestas de futuros trabajos

En esta sección se exponen algunos temas de interés relacionados con el tema de Tesis que podrían formar parte de futuras propuestas de trabajo.

Como futuras actividades se propone continuar desarrollando nuevos modelos analíticos incluyendo los efectos de las averías en las MER no solo de estátor sino también las de rotor. En relación a las averías originadas en el rotor de las MSIP, existen diversos trabajos enfocados en la detección de la desmagnetización de los imanes permanente, parcial o completa, y los distintos tipos de excentricidades, estáticas o dinámicas [29, 131]. La desmagnetización de los imanes puede llegar a producir deformaciones de la FEM inducida, originando nuevas frecuencias en el espectro ubicadas como bandas laterales alrededor de la componente fundamental [114, 123]. Las bandas laterales se manifiestan con un patrón definido que pueden utilizarse para la detec-

ción de la desmagnetización en los imanes permanentes. En el caso de las excentricidades, el entrehierro entre el estátor y el rotor presenta variaciones no uniformes durante la rotación del eje. Como consecuencia, la densidad del flujo magnético que atraviesa el entrehierro varía en amplitud con la posición del rotor [38]. Esta variación también se evidencia en las componentes contenidas en el espectro de frecuencias, similares a los efectos de la desmagnetización de los imanes [22]. Dado que en el Capítulo 4 se diagnosticó un CCEE analizando una señal de tensión residual en el dominio de la frecuencia, resulta interesante analizar los efectos combinados que producen las diferentes averías sobre los métodos de detección y diagnóstico de CCEE propuestos en esta Tesis. Específicamente, determinar la sensibilidad que presenta la tensión de diagnóstico modelada frente a la desmagnetización de los imanes y las excentricidades en el rotor. En este contexto, recientemente, en [101] se propuso un método para separar dos tipos de averías que provocan efectos similares tales como el desbalance mecánico y la desmagnetización asimétrica de los imanes. Por otro lado, en [114] se modelan los efectos de la desmagnetización en la FEM inducida y en las corrientes de estátor para MSIP con bobinados conectados en serie y paralelo. Otros métodos proponen discriminar los efectos de la desmagnetización parcial y la excentricidad estática analizando las amplitudes de la corriente y de la FEM inducida [30, 38] o incluyendo un CCEE, al mismo tiempo, mediante las amplitudes de los armónicos en la corriente y en la tensión [27]. A su vez, existen otros métodos basados en la ZSVC para la detección de la desmagnetización de imanes permanentes y un CCEE en bobinados [26, 94]. A diferencia de los métodos que analizan el espectro de frecuencia de las corrientes de estátor, un modelo adecuado de la ZSVC otorga información confiable sobre el estado de la máquina a bajas velocidades de operación. En definitiva, la coexistencia de los métodos basados en modelo de proceso como en modelo de señal se vuelve una herramienta potente con el fin de mejorar la fiabilidad y la precisión en el diagnóstico de un conjunto de averías en las MSIP.

Basado en las ventajas que otorga la ZSCV para algunas condiciones de operación, es de interés desarrollar e implementar métodos basados en la ZSVC de manera conjunta con las estrategias propuestas. Por otro lado, se pretende finalizar la construcción de un nuevo prototipo de MSIP que permitirá incluir los efectos de la desmagnetización asimétrica de los imanes y las excentricidades en el rotor. Además, se pretende analizar el desempeño de las estrategias de diagnóstico, propuestas en esta Tesis, en MSIP controladas mediante inversores donde las tensiones poseen alto contenido armónico y elevados niveles de ruido producto de la conmutación.

Tabla 5.1: Comparación entre los MDDA propuestos.

<b>Basado en modelo de proceso</b>	<b>Basado en modelo de señal</b>
Requiere dos sensores de corriente y dos de tensión para la medición de las señales.	Requiere de cuatro sensores para la medición de las tres tensiones de fase y una TPM.
La posición y la velocidad angular del rotor se obtienen desde las tensiones medidas sin utilizar un sensor adicional para estimar las corrientes de estátor y la FEM inducida.	La posición y la velocidad angular del rotor se obtienen desde las tensiones medidas sin utilizar un sensor adicional para atenuar los efectos de las oscilaciones de velocidad.
Se implementa a partir del RVC, por lo tanto, no permite realizar el diagnóstico de la avería para la MSIP sin carga en modo generador.	Se implementa a partir de las TPM, por lo tanto, permite realizar el diagnóstico para la MSIP en cualquier condición de funcionamiento.
Presenta un retardo de aproximadamente 30 ms para el diagnóstico de un CCEE debido al FPB utilizado durante el procesamiento.	La detección es inmediata una vez que se produce la diferencia entre la cantidad de espiras de los semi-bobinados.
La mínima cantidad de espiras detectables depende de las asimetrías inherentes y el grado de desequilibrios de las corrientes de estátor.	No presenta restricciones en la detección de la avería dado que desacopla los efectos de los desbalances de cargas.
Se implementa sin la necesidad de modificar las características constructivas de la MSIP.	Requiere para su implementación el punto de neutro y el punto medio de un bobinado de fase.
Puede aplicarse en régimen transitorio y para un amplio rango de velocidades angulares.	Puede aplicarse en régimen transitorio y para un amplio rango de velocidades angulares.
Permite detectar y diagnosticar un CCEE cercano al 2 % del bobinado de fase para las condiciones establecidas en los ensayos realizados.	La mínima cantidad de espiras detectadas viene dada por el grado de asimetría que presentan los semi-bobinados ante un CCEE.
El funcionamiento a bajas velocidades angulares aumenta la relación señal/ruido, incrementando el error en la estimación de las corrientes.	Las bajas velocidades de operación podría afectar la estimación de la velocidad del rotor para el remuestreo de las tensiones.

# Bibliografía

- [1] P. Sekerak, V. Hrabovcova, J. Pyrhonen, S. Kalamen, P. Rafajdus, and M. Onufer, “Comparison of synchronous motors with different permanent magnet and winding types,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 3, pp. 1256–1263, March 2013.
- [2] H. A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, and H. Meshgin-kelk, *ELECTRIC MACHINES Modeling, Condition Monitoring, and Fault Diagnosis*, 1st ed. CRC Press, 2013.
- [3] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Systems*, 1st ed. Springer, Verlag, 2006.
- [4] A. Bonnett and C. Yung, “Increased efficiency versus increased reliability,” *IEEE, Industry Applications Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, Jan 2008.
- [5] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Applications*, 1st ed. Springer, Verlag, 2011.
- [6] H. Henao, G.-A. Capolino, M. Fernandez-Cabanas, F. Filippetti, C. Bruzzese, E. Strangas, R. Pusca, J. Estima, M. Riera-Guasp, and S. Hedayati-Kia, “Trends in fault diagnosis for electrical machines: A review of diagnostic techniques,” *IEEE, Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 31–42, June 2014.
- [7] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G. A. Capolino, “Advances in diagnostic techniques for induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, Dec 2008.
- [8] G. K. Singh and S. A. Saleh Al Kazzaz, “Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research-a survey,” *Electric Power Systems Research*, vol. 64, no. 2, pp. 145 – 158, 2003.
- [9] J. Gao, L. Zhang, and X. Wang, *AC Machine Systems, Mathematical Model and Parameters, Analysis, and System Performance*, 1st ed. Springer, 2009.
- [10] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová, *Design of Rotating Electrical Machines*, 1st ed. John Wiley & Sons, Ltd, 2008.

- [11] I. Jeong, B. J. Hyon, and K. Nam, "Dynamic modeling and control for SPMSMs with internal turn short fault," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3495–3508, July 2013.
- [12] S. S. Refaat, H. Abu-Rub, M. S. Saad, E. M. Aboul-Zahab, and A. Iqbal, "Discrimination of stator winding turn fault and unbalanced supply voltage in permanent magnet synchronous motor using ANN," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2013, May 2013, pp. 858–863.
- [13] J. R. Riba Ruiz, J. A. Rosero, A. G. Espinosa, and L. Romeral, "Detection of demagnetization faults in permanent-magnet synchronous motors under nonstationary conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 7, pp. 2961–2969, July 2009.
- [14] J. Faiz and H. Nejadi-Koti, "Demagnetization fault indexes in permanent magnet synchronous motors - An overview," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 52, no. 4, pp. 1–11, April 2016.
- [15] S. Nandi, H. Toliyat, and X. Li, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - a review," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, Dec 2005.
- [16] A. Siddique, G. S. Yadava, and B. Singh, "A review of stator fault monitoring techniques of induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1, pp. 106–114, March 2005.
- [17] S. Grubic, J. M. Aller, L. Bin, and T. G. Habetler, "A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4127–4136, Dec 2008.
- [18] A. Gandhi, T. Corrigan, and L. Parsa, "Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1564–1575, May 2011.
- [19] J. Urresty, J. R. Riba Ruiz, and L. Romeral, "Diagnosis of interturn faults in PMSMs operating under nonstationary conditions by applying order tracking filtering," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 507–515, Jan 2013.
- [20] H. Saavedra, J.-C. Urresty, J.-R. Riba, and L. Romeral, "Detection of interturn faults in PMSMs with different winding configurations," *Energy Conversion and Management*, vol. 79, no. 0, pp. 534 – 542, 2014.

- 
- [21] N. H. Obeid, T. Boileau, and B. Nahid-Mobarakeh, "Modeling and diagnostic of incipient interturn faults for a three-phase permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 4426–4434, Sept 2016.
- [22] Y. Duan and H. Toliyat, "A review of condition monitoring and fault diagnosis for permanent magnet machines," in *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, 2012, pp. 1–4.
- [23] A. Berset and M. Ogara, "Sistemas accionados por motores eléctricos en observación," *Saber Como, Instituto Nacional de Tecnología Industrial (INTI)*, vol. 85, p. 3, 2010.
- [24] J. Lara, J. Xu, and A. Chandra, "Effects of rotor position error in the performance of field oriented controlled PMSM drives for electric vehicle traction applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4738–4751, Aug 2016.
- [25] M. F. M. Arani and Y. A. R. I. Mohamed, "Assessment and enhancement of a full-scale PMSG-based wind power generator performance under faults," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 2, pp. 728–739, June 2016.
- [26] J. Hang, J. Zhang, M. Cheng, and J. Huang, "Online interturn fault diagnosis of permanent magnet synchronous machine using Zero Sequence Components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6731–6741, Dec 2015.
- [27] R. Z. Haddad and E. G. Strangas, "On the accuracy of fault detection and separation in permanent magnet synchronous machines using MCSA/MVSA and LDA," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 924–934, Sept 2016.
- [28] S. Jia, R. Qu, J. Li, X. Fan, and M. Zhang, "Study of direct-drive permanent-magnet synchronous generators with solid rotor back iron and different windings," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1369–1379, March 2016.
- [29] S. Moon, J. Lee, H. Jeong, and S. W. Kim, "Demagnetization fault diagnosis of a PMSM based on structure analysis of motor inductance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3795–3803, June 2016.
- [30] M. Zafarani, T. Goktas, B. Akin, and S. Fedigan, "Modeling and dynamic behavior analysis of magnet defect signatures in permanent magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 5, pp. 3753–3762, Sept 2016.
- [31] B. Du, S. Wu, S. Han, and S. Cui, "Interturn fault diagnosis strategy for interior permanent-magnet synchronous motor of electric vehicles based on digital signal processor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1694–1706, March 2016.

- [32] B. Ebrahimi and J. Faiz, "Feature extraction for short-circuit fault detection in permanent-magnet synchronous motors using stator-current monitoring," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2673–2682, Oct 2010.
- [33] K.-H. Kim, "Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a PMSM through current harmonic monitoring," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2565–2568, June 2011.
- [34] S. Karmakar, S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Induction Motor Fault Diagnosis. Approach through Current Signature Analysis*, 1st ed. Springer, 2016.
- [35] M. Benbouzid, M. Vieira, and C. Theys, "Induction motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 14–22, Jan 1999.
- [36] Y. Da, X. Shi, and M. Krishnamurthy, "A new approach to fault diagnostics for permanent magnet synchronous machines using electromagnetic signature analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 4104–4112, Aug 2013.
- [37] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Synchronous demodulation of control voltages for stator interturn fault detection in PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5647–5654, Dec 2013.
- [38] T. Goktas, M. Zafarani, and B. Akin, "Discernment of broken magnet and static eccentricity faults in permanent magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Energy Convers.*, vol. 31, no. 2, pp. 578–587, June 2016.
- [39] J. Cusido, L. Romeral, J. Ortega, J. Rosero, and A. Garcia Espinosa, "Fault detection in induction machines using power spectral density in Wavelet decomposition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 633–643, Feb 2008.
- [40] N. H. Obeid, T. Boileau, and B. Nahid-Mobarakeh, "Modeling and diagnostic of incipient inter-turn faults for a three phase permanent magnet synchronous motor using Wavelet transform," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2015 IEEE*, Oct 2015, pp. 1–8.
- [41] S. Rajagopalan, J. Restrepo, J. Aller, T. Habetler, and R. Harley, "Nonstationary motor fault detection using recent quadratic time-frequency representations," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 735–744, May 2008.
- [42] J. Rosero, L. Romeral, J. Ortega, and E. Rosero, "Short-circuit detection by means of empirical mode decomposition and Wigner-Ville distribution for PMSM running under



- dynamic condition,” *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4534–4547, Nov 2009.
- [43] C. Wang, X. Liu, and Z. Chen, “Incipient stator insulation fault detection of permanent magnet synchronous wind generators based on Hilbert-Huang transformation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, pp. 1–4, Nov 2014.
- [44] B. Aubert, J. Régnier, S. Caux, and D. Alejo, “Kalman-filter-based indicator for online interturn short circuits detection in permanent-magnet synchronous generators,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1921–1930, March 2015.
- [45] S. Nadarajan, S. K. Panda, B. Bhangu, and A. K. Gupta, “Online model-based condition monitoring for brushless wound-field synchronous generator to detect and diagnose stator windings turn-to-turn shorts using extended kalman filter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 3228–3241, May 2016.
- [46] M. Arkan, D. Perovic, and P. Unsworth, “Online stator fault diagnosis in induction motors,” *IEE Proceedings, Electric Power Applications*, vol. 148, no. 6, pp. 537–547, Nov 2001.
- [47] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, “Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park’s vector approach,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1227–1233, Sep 2001.
- [48] S.-B. Lee, R. Tallam, and T. Habetler, “A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 865–872, May 2003.
- [49] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, “Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 611–619, Sept 2005.
- [50] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, G. O. Garcia, J. A. Solsona, and M. I. Valla, “Effects of rotor bar and end-ring faults over the signals of a position estimation strategy for induction motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 1005–1012, July 2005.
- [51] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, J. A. Solsona, G. O. Garcia, and M. Valla, “Application of an additional excitation in inverter-fed induction motors for air-gap eccentricity diagnosis,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 4, pp. 839–847, Dec 2006.
- [52] F. Briz, M. Degner, P. Garcia, and A. Diez, “High-frequency carrier-signal voltage selection for stator winding fault diagnosis in inverter-fed AC machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4181–4190, Dec 2008.

- [53] G. Zenginobuz, I. Cadirci, M. Ermis, and C. Barlak, "Performance optimization of induction motors during voltage-controlled soft starting," *IEEE Transactions on, Energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 278–288, June 2004.
- [54] C.-C. Yeh and N. A. O. Demerdash, "Fault-tolerant soft starter control of induction motors with reduced transient torque pulsations," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 4, pp. 848–859, Dec 2009.
- [55] F. Briz, M. W. Degner, J. M. Guerrero, and P. Garcia, "Stator windings fault diagnostics of induction machines operated from inverters and soft-starters using high-frequency negative-sequence currents," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1637–1646, 2009.
- [56] S. M. Mirimani, A. Vahedi, F. Marignetti, and R. D. Stefano, "An online method for static eccentricity fault detection in axial flux machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1931–1942, March 2015.
- [57] W. Liu, L. Liu, I.-Y. Chung, D. A. Cartes, and W. Zhang, "Modeling and detecting the stator winding fault of permanent magnet synchronous motors," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 27, no. 0, pp. 1 – 16, 2012.
- [58] J. Yang, M. Dou, Z. Dai, D. Zhao, and Z. Zhang, "Modeling and fault diagnosis of inter-turn short circuit for five-phase PMSM based on particle swarm optimization," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2016, pp. 3134–3139.
- [59] Y. D. Nyanteh, S. K. Srivastava, C. S. Edrington, and D. A. Cartes, "Application of artificial intelligence to stator winding fault diagnosis in permanent magnet synchronous machines," *Electric Power Systems Research*, vol. 103, no. 0, pp. 201 – 213, 2013.
- [60] A. Widodo and B.-S. Yang, "Support vector machine in machine condition monitoring and fault diagnosis," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, no. 6, pp. 2560 – 2574, 2007.
- [61] F. Çıra, M. Arkan, and B. Gümüş, "A new approach to detect stator fault in permanent magnet synchronous motors," in *Diagnostics for Electrical Machines, Symposium on Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2015 IEEE 10th International*, Sept 2015, pp. 316–321.
- [62] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Transient model for induction machines with stator winding turn faults," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 3, pp. 632–637, May 2002.

- 
- [63] C. H. De Angelo, G. R. Bossio, S. J. Giaccone, M. I. Valla, J. A. Solsona, and G. O. Garcia, "Online model-based stator-fault detection and identification in induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4671–4680, Nov 2009.
- [64] P. De la Barrera, G. Bossio, J. Solsona, and G. Garcia, "Model for three-phase induction motors with stator core faults," *IET, Electric Power Applications*, vol. 4, no. 8, pp. 591–602, Sept 2010.
- [65] L. Romeral, J. C. Urresty, J. R. Riba Ruiz, and A. Garcia Espinosa, "Modeling of surface-mounted permanent magnet synchronous motors with stator winding interturn faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1576–1585, May 2011.
- [66] P. Krause, O. Wasynczuk, s. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3rd ed. New Jersey, USA: IEEE Press, 2013.
- [67] S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou, and G. Champenois, "Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 963–973, June 2006.
- [68] C. Kallesoe, R. Izadi-Zamanabadi, P. Vadstrup, and H. Rasmussen, "Observer-based estimation of stator-winding faults in delta-connected induction motors: A linear matrix inequality approach," *IEEE Transactions on, Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 1022–1031, July 2007.
- [69] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, and G. Clerc, "Effects of imperfect manufacturing process on electromagnetic performance and online interturn fault detection in PMSMs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3388–3398, June 2015.
- [70] B. G. Gu, "Study of IPMSM inter-turn faults part II: On-line fault parameter estimation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7214–7223, Oct 2016.
- [71] B. Vaseghi, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Fault analysis and parameter identification of permanent-magnet motors by the finite-element method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 9, pp. 3290–3295, Sept 2009.
- [72] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, and G. Clerc, "Estimating permanent-magnet motor parameters under inter-turn fault conditions," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 2, pp. 963–966, Feb 2012.
- [73] Y.-S. Lee, K.-T. Kim, and J. Hur, "Finite-element analysis of the demagnetization of IPM-Type BLDC motor with stator turn fault," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 2, pp. 889–892, Feb 2014.

- [74] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. Garcia, and M. Valla, "A 2-D model of the induction machine: an extension of the modified winding function approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 144–150, March 2004.
- [75] L. Hao, Y. Sun, A. Qiu, and X. Wang, "Steady-state calculation and online monitoring of interturn short circuit of field windings in synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 1, pp. 128–138, March 2012.
- [76] V. Ostovic, *Dynamics of saturated electric machines*, 1st ed. Springer, Verlag, 1989.
- [77] W. Kemmetmuller, D. Faustner, and A. Kugi, "Modeling of a permanent magnet synchronous machine with internal magnets using magnetic equivalent circuits," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 6, pp. 1–14, June 2014.
- [78] L. Silva, P. de la Barrera, G. Bossio, C. De Angelo, G. Garcia, and R. Leidhold, "Modeling of electromagnetic devices using bond graph: An application to faults in AC machines," in *2010 9th IEEE/IAS International Conference on, Industry Applications (INDUSCON)*, Nov 2010, pp. 1–6.
- [79] L. I. Silva, P. M. de la Barrera, R. Leidhold, G. R. Bossio, and C. H. De Angelo, "Multi-domain model of stator core faults using bond graph," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics Drives (SDEMPED), 2011 IEEE International Symposium on*, Sept 2011, pp. 592–597.
- [80] G. Sizov, C.-C. Yeh, and N. A. O. Demerdash, "Magnetic equivalent circuit modeling of induction machines under stator and rotor fault conditions," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, May 2009, pp. 119–124.
- [81] M. A. Mazzeletti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, and D. R. Espinoza-Trejo, "Un modelo dinámico de la máquina síncrona de imanes permanentes con falla en el estátor," in *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPICXV)*, S.C. de Bariloche, Argentina, 2013, pp. 722–727.
- [82] —, "Efectos del cortocircuito entre espiras en máquinas síncronas de imanes permanentes," in *Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), 2014 IEEE*, June 2014, pp. 531–536.
- [83] —, "Analysis and validation of a dynamic model for PMSM with stator fault," in *2015 XVI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC)*, Oct 2015, pp. 1–6.
- [84] —, "A new strategy for detection and isolation of stator faults in PMSM," in *2015 XVI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC)*, Oct 2015, pp. 1–6.

- [85] —, “Detección de cortocircuitos en las MSIP utilizando la tensión de punto medio,” in *AADECA 2014, 24 Congreso Argentino de Control Automático*, Buenos Aires, Argentina, Octubre 2014.
- [86] M. A. Mazzeletti, J. M. Bossio, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, and D. R. Espinoza-Trejo, “Detección de cortocircuitos entre espiras en generadores síncronos de imanes permanentes para turbinas eólicas,” in *XXXVII ASADES, Reunión de Trabajo de la Asociación Argentina de Energías Renovables y Medio Ambiente*, vol. 2, no. 6, Octubre 2014, pp. 06.87–06.96.
- [87] M. A. Mazzeletti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, and D. R. Espinoza-Trejo, “Una estrategia basada en modelo de señal para el diagnóstico de cortocircuitos entre espiras en MSIP,” in *2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, June 2016, pp. 1–6.
- [88] —, “A model-based strategy for interturn short-circuit fault diagnosis in PMSM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Aceptado: Marzo 2017.
- [89] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1st ed. CRC Press, 2010.
- [90] X. Tu, L. A. Dessaint, N. Fallati, and B. D. Kelper, “Modeling and real-time simulation of internal faults in synchronous generators with parallel-connected windings,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1400–1409, June 2007.
- [91] C. Lai, A. Balamurali, V. Bousaba, K. L. V. Iyer, and N. C. Kar, “Analysis of stator winding inter-turn short-circuit fault in interior and surface mounted permanent magnet traction machines,” in *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014 IEEE*, June 2014, pp. 1–6.
- [92] B. Sen, J. Wang, and P. Lazari, “A high-fidelity computationally efficient transient model of interior permanent-magnet machine with stator turn fault,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 773–783, Feb 2016.
- [93] H. Akagi, E. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to power conditioning*, 1st ed. IEEE Press, 2007.
- [94] J. C. Urresty, J. R. Riba, M. Delgado, and L. Romeral, “Detection of demagnetization faults in surface-mounted permanent magnet synchronous motors by means of the zero-sequence voltage component,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 1, pp. 42–51, March 2012.
- [95] D. Novotny and T. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*, 1st ed. Clarendon Press, 2006.

- [96] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 37, no. 6, pp. 629–716, June 1918.
- [97] M. Cheng and Y. Zhu, "The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review," *Energy Conversion and Management*, vol. 88, no. 0, pp. 332 – 347, 2014.
- [98] Z. Alnasir and M. Kazerani, "An analytical literature review of stand-alone wind energy conversion systems from generator viewpoint," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 28, no. 0, pp. 597 – 615, 2013.
- [99] F. Liu, X. Zhang, Z. Xie, P. Xu, and L. Chang, "Shunt active power filter for harmonic and reactive current compensation in wind conversion systems," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2008, pp. 2329–2332.
- [100] S. N. Foster, J. G. Cintron-Rivera, and E. G. Strangas, "Detection of incipient stator winding faults in PMSMs with single-layer fractional slot concentrated windings," *Electric Power Systems Research*, vol. 131, pp. 231 – 243, 2016.
- [101] J. M. Bossio, C. R. Ruschetti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, and C. J. Verucchi, "Detección y diagnóstico de problemas de desmagnetización y desbalance mecánico en máquinas síncronas de imanes permanentes," in *ARGENCON 2014 - IEEE Congreso Bienal de la Argentina*, S.C. de Bariloche, Argentina, 2014, pp. 680–685.
- [102] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, G. Clerc, and F. Meibody-Tabar, "Real-time detection of interturn faults in PM drives using back-EMF estimation and residual analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2402–2412, Nov 2011.
- [103] A. Sarikhani and O. A. Mohammed, "Inter-turn fault detection in PM synchronous machines by physics-based back electromotive force estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3472–3484, Aug 2013.
- [104] H. Fakham, M. Djemai, and K. Busawon, "Design and practical implementation of a back-emf sliding-mode observer for a brushless dc motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 6, pp. 353–361, November 2008.
- [105] M. N. Uddin, M. M. Rashid, M. Rubaiyat, B. Hossain, S. M. Salam, and N. A. Nithe, "Comparison of position sensorless control based back-emf estimators in PMSM," in *2015 18th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT)*, Dec 2015, pp. 5–10.

- 
- [106] P. Donolo, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, G. Garcia, and M. Donolo, "Voltage unbalance and harmonic distortion effects on induction motor power, torque and vibrations," *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 866 – 873, 2016.
- [107] H. P. Nee, L. Lefevre, P. Thelin, and J. Soulard, "Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 5, pp. 1330–1335, Sep 2000.
- [108] R. Dutta and M. F. Rahman, "A comparative analysis of two test methods of measuring d- and q-axes inductances of interior permanent-magnet machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 11, pp. 3712–3718, Nov 2006.
- [109] I. Boldea, *Variable Speed Generators*, 1st ed. CRC Press 2006, 2006.
- [110] C. M. Pezzani, J. M. Bossio, A. M. Castellino, G. R. Bossio, and C. H. De Angelo, "A PLL-based resampling technique for vibration analysis in variable-speed wind turbines with PMSG: A bearing fault case," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 85, pp. 354 – 366, 2017.
- [111] M. I. M. Montero, E. R. Cadaval, and F. B. Gonzalez, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 229–236, Jan 2007.
- [112] D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato, and F. Briz, "Comparative analysis of BEMF and pulsating high frequency current injection methods for PM temperature estimation in PMSMs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3691–3699, May 2017.
- [113] M. Fasil, C. Antaloae, N. Mijatovic, B. B. Jensen, and J. Holboll, "Improved dq-axes model of PMSM considering airgap flux harmonics and saturation," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, no. 4, pp. 1–5, June 2016.
- [114] C. Ruschetti, C. Verucchi, G. Bossio, C. De Angelo, and G. García, "Rotor demagnetization effects on permanent magnet synchronous machines," *Energy Conversion and Management*, vol. 74, no. 0, pp. 1–8, 2013.
- [115] J. Hang, J. Zhang, S. Ding, and M. Cheng, "Fault diagnosis of high-resistance connection in nine-phase flux-switching permanent magnet machine considering neutral-point connection model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [116] J. Zhang, J. Hang, S. Ding, and M. Cheng, "Online diagnosis and localization of high-resistance connection in PMSM with improved fault indicator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3585–3594, May 2017.

- [117] M. A. Mazzeletti, L. N. Pagano, and G. R. Bossio, “Detección de asimetrías en el estátor de los motores de inducción accionados por arrancadores suaves,” in *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPICXV)*, S.C. de Bariloche, Argentina, 2013, pp. 917–922.
- [118] D. R. Espinoza-Trejo, D. Campos-Delgado, G. R. Bossio, E. Bárcenas, J. Hernández-Díez, and L. Lugo-Cordero, “Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in field-oriented control induction motor drives,” *Power Electronics, IET*, vol. 6, no. 5, pp. 869–877, May 2013.
- [119] M. E. H. Benbouzid, “A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, Oct 2000.
- [120] B. G. Gu, “Study of IPMSM interturn faults part II: Online fault parameter estimation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7214–7223, Oct 2016.
- [121] C. Ferhat, A. Muslum, and G. Bilal, “Detection of stator winding inter-turn short circuit faults in permanent magnet synchronous motors and automatic classification of fault severity via a pattern recognition system,” *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 11, no. 2, pp. 416–424, Nov 2016.
- [122] D. Reigosa, F. Briz, P. Garcia, J. Guerrero, and M. Degner, “Magnet temperature estimation in surface PM machines using high-frequency signal injection,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 4, pp. 1468–1475, July 2010.
- [123] C. R. Ruschetti, J. M. Bossio, C. J. Verucchi, G. R. Bossio, and C. H. De Angelo, “Diagnóstico de fallas en el rotor de las MSIP usando la tensión del punto medio de los bobinados,” in *XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPICXV)*, S.C. de Bariloche, Argentina, 2013, pp. 795 – 800.
- [124] S. Watson, B. Xiang, W. Yang, P. Tavner, and C. Crabtree, “Condition monitoring of the power output of wind turbine generators using Wavelets,” *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 3, pp. 715–721, Sept 2010.
- [125] R. Gasch and J. Tvele, *Wind Power Plants. Fundamentals, Design, Construction and Operation*, 2nd ed. Springer, Verlag, 2013.
- [126] C.-M. Hong, C.-H. Chen, and C.-S. Tu, “Maximum power point tracking-based control algorithm for PMSG wind generation system without mechanical sensors,” *Energy Conversion and Management*, vol. 69, no. 0, pp. 58 – 67, 2013.



- [127] K. R. Fyfe and E. D. S. Munck, “Analysis of computed order tracking,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 11, no. 2, pp. 187–205, 1997.
- [128] A. Abouhnik and A. Albarbar, “Wind turbine blades condition assessment based on vibration measurements and the level of an empirically decomposed feature,” *Energy Conversion and Management*, vol. 64, no. 0, pp. 606 – 613, 2012.
- [129] J. Bossio, G. Bossio, and C. De Angelo, “Fault detection for variable-speed wind turbines using vibrations and electrical measurements,” *Revista Eletrônica de Potência, Associação Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, vol. 19, pp. 386 – 396, 2014.
- [130] IEEE Std 112-2004, *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*, revision of IEEE std 112-1996 ed., 2004.
- [131] S. Moosavi, A. Djerdar, Y. Amirat, and D. Khaburi, “Demagnetization fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors: A review of the state-of-the-art,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 391, pp. 203 – 212, 2015.



# Apéndice A

## Justificación analítica del modelo dinámico con avería propuesto

Este Apéndice tiene por objetivo desarrollar las ecuaciones correspondientes al modelo con avería propuesto en el Capítulo 2. Se obtiene la transformación en marco de referencia  $qd0$  para cada uno de los términos que componen el modelo dinámico. Por último se analizan los términos referidos a la avería en bobinados de estátor para el modelo en el EE.

### A.1. Determinación del modelo con avería en la fase $a$

Con el objetivo de determinar las ecuaciones dinámicas para la MSIP con averías, en esta sección se aplica la segunda Ley de Kirchhoff a cada uno de los circuitos equivalentes de fase de acuerdo con la configuración eléctrica presentada en la Fig. 2.1 de la Sección 2.2.1 del Capítulo 2. Para comenzar, se realiza la sumatoria de tensiones para el bobinado de la fase  $a$ , de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_a &= (1 - \mu) r_s i_a + \mu r_s (i_a - i_f) + (1 - \mu) L_s \frac{d}{dt} i_a + \mu L_s \frac{d}{dt} (i_a - i_f) - M \frac{d}{dt} i_b - M \frac{d}{dt} i_c \\ &= r_s i_a - \mu r_s i_f + L_s \frac{d}{dt} i_a - \mu L_s \frac{d}{dt} i_f - M \frac{d}{dt} i_b - M \frac{d}{dt} i_c. \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Y de manera similar se obtienen las ecuaciones para la fase  $b$  y la  $c$ , respectivamente, como:

$$v_b = r_s i_b + L_s \frac{d}{dt} i_b - M \frac{d}{dt} i_a - M \frac{d}{dt} i_c + \mu M \frac{d}{dt} i_f, \quad (\text{A.2})$$

$$v_c = r_s i_c + L_s \frac{d}{dt} i_c - M \frac{d}{dt} i_a - M \frac{d}{dt} i_b + \mu M \frac{d}{dt} i_f. \quad (\text{A.3})$$

donde  $L_s$  y  $M$  corresponden a la inductancia propia y mutua, respectivamente. Las inductancias propias del bobinado se definen por  $L_s = L_{ls} + L_M$ , mientras que las inductancias mutuas vienen dadas por  $M = \frac{1}{2}L_M$ , [66].

Por otro lado, la sumatoria de las caídas de potencial eléctrico para el circuito eléctrico adicional del CCEE viene dado por:

$$\begin{aligned} 0 &= r_f i_f - \mu r_s (i_a - i_f) - \mu L_s \frac{d}{dt} (i_a - i_f) - \mu M \frac{d}{dt} i_b - \mu M \frac{d}{dt} i_c, \\ &= -\mu r_s i_a + (\mu r_s + r_f) i_f - \mu L_s \frac{d}{dt} i_a + \mu L_s \frac{d}{dt} i_f - \mu M \frac{d}{dt} i_b - \mu M \frac{d}{dt} i_c. \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

En (A.1)–(A.4) se puede observar un sistema acoplado entre fases, incluyendo los efectos de la corriente de falla. A partir de las ecuaciones formuladas se deriva el modelo dinámico con avería de la MSIP representado en forma matricial en la Sección 2.2.1 del Capítulo 2.

## A.2. Transformación al marco de referencia $qd0$

La transformación del modelo con avería en variables  $abc$  hacia el marco de referencia estacionario  $qd0$  se realiza de la siguiente manera:

$$\mathbf{f}_{qd0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abcs}, \quad (\text{A.5})$$

donde, la matriz de transformación viene dada por [66]:

$$\mathbf{K}_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.6})$$

Y la transformación inversa se obtiene como:

$$\mathbf{f}_{abcs} = \mathbf{K}_s^{-1} \mathbf{f}_{qd0s}, \quad (\text{A.7})$$

donde:

$$\mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.8})$$

Aplicando la transformación (A.5) al modelo analítico presentado en (2.6) se obtiene:

$$\mathbf{v}_{qd0} = \underbrace{\mathbf{K}_s \mathbf{R}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{i}_{qd0} + \mathbf{K}_s p (\mathbf{K}_s)^{-1} \Psi_{qd0}}_{\text{Modelo sano}} - \underbrace{\mathbf{K}_s \mathbf{R}_f i_f - \mathbf{K}_s \mathbf{L}_f p i_f}_{\text{Términos adicionales}}. \quad (\text{A.9})$$

Dado que para un sistema trifásico de características simétricas las resistencias de cada bobinado de estátor se consideran como parámetros constantes e iguales a  $r_{abcs} = r_s$ , la transformación al marco de referencia  $qd0$  para la matriz resistencia  $\mathbf{R}_s$  viene dada por:

$$\mathbf{K}_s r_s \mathbf{I}^{3 \times 3} (\mathbf{K}_s)^{-1} = r_s \mathbf{I}^{3 \times 3} \quad (\text{A.10})$$

donde,  $\mathbf{I}^{3 \times 3}$  es la matriz identidad de dimensión  $3 \times 3$ .

Y para el segundo término a la derecha de la igualdad en (A.9) se aplica la siguiente regla de derivación:

$$\mathbf{K}_s p (\mathbf{K}_s)^{-1} \Psi_{qd0} = \mathbf{K}_s p (\mathbf{K}_s)^{-1} \Psi_{qd0} + \mathbf{K}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} p \Psi_{qd0}, \quad (\text{A.11})$$

donde,  $\mathbf{K}_s p (\mathbf{K}_s)^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ , siendo  $\omega$  la velocidad del referencial.

reemplazando esta última relación en (A.11) se obtiene:

$$\mathbf{K}_s p (\mathbf{K}_s)^{-1} \Psi_{qd0} = \underbrace{\omega \Psi_{dq0}}_{=0} + p \Psi_{qd0}, \quad (\text{A.12})$$

donde, en los sistemas lineales e invariante en el tiempo se satisface que  $\Psi_{dq0} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{qd0}$ .

Considerando que la transformación se realiza hacia un marco de referencia fijo al estátor, la velocidad del referencial viene dada por  $\omega = 0$ . Entonces, el primer término a la derecha de la igualdad de (A.12) será nulo. Es decir, la transformación de los flujos (2.17) viene dada por:

$$\Psi_{qd0} = \mathbf{K}_s \mathbf{L}_s (\mathbf{K}_s)^{-1} \mathbf{i}_{qd0} + \Psi_{ip,qd0}. \quad (\text{A.13})$$

Entonces, la transformación de la matriz inductancia,  $\mathbf{L}_s$ , se obtiene de la siguiente manera:

$$\mathbf{L}_{qd0} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.14})$$

De manera similar, los flujos magnéticos de los imanes expresados en marco de referencia  $qd0$  vienen dados por:

$$\Psi_{ip,qd0} = \psi_{ip} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.15})$$

Y la potencia instantánea viene dada por:

$$\begin{aligned} P &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c, \\ &= v_q i_d + v_d i_d + v_0 i_0, \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

### A.2.1. Términos adicionales de la avería

La transformación de la matriz resistencia de falla,  $\mathbf{R}_f$ , se define de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{f,qd0} = \mu r_s \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

Y para la matriz inductancia,  $\mathbf{L}_f$ , se obtiene como:

$$\mathbf{L}_{f,qd0} = \mu \frac{2}{3} \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_M \\ 0 \\ \frac{1}{2} L_s \end{bmatrix}. \quad (\text{A.18})$$

## A.3. Modelo para el Estado Estacionario

A continuación se desarrollan de manera explícita las soluciones analíticas de los términos relacionados con la avería incluidos en el modelo para el EE presentando en la Sección 2.3.1.

### A.3.1. Modelo de los términos de la avería

A partir del modelo presentado en (2.73), el término relacionado con la avería viene dado por:

$$\zeta_f = \frac{2}{3} \mu_{qd} i_f \quad (\text{A.19})$$

Debido a que la corriente,  $i_f$ , circula unicamente por el bobinado de fase con las espiras en cortocircuito, es posible expresar dicha corriente en notación compleja de la siguiente manera [95]:

$$i_f = \frac{1}{2} \tilde{I}_f e^{j\omega_e t} + \frac{1}{2} \tilde{I}_f^* e^{-j\omega_e t}, \quad (\text{A.20})$$

Reemplazando la solución obtenida (A.20) en (A.19) se obtiene:

$$\zeta_f = \frac{1}{3} \mu_{qd} \tilde{I}_f e^{j\omega_e t} + \frac{1}{3} \mu_{qd} \tilde{I}_f^* e^{-j\omega_e t} \quad (\text{A.21})$$

Notar que los términos a la derecha de la igualdad de (A.21) corresponden a las componentes de secuencia positiva y negativa, respectivamente.

### A.3.2. Modelo para el circuito eléctrico adicional

La ecuación dinámica para el circuito adicional (2.70) en la Sección 2.3 viene dada por:

$$\mathbf{v}_{qd}^T \mu_{qd} = \left[ \|\mu_{qd}\| \left( 1 - \frac{2}{3} \|\mu_{qd}\| \right) \right] (r_s + L_{ls} p) i_f + r_f i_f. \quad (\text{A.22})$$

Las variables en notación vectorial pueden expresarse en notación compleja como  $\mathbf{v}_{qd} = v_q + jv_d$ , y además,  $\mu_{qd} = \mu_q + j\mu_d$ , con  $v_q, v_d, \mu_q$  y  $\mu_d \in \mathbb{R}$ . El conjugado de estas magnitudes pueden definirse como  $\mathbf{v}_{qd}^* = v_q - jv_d$  y  $\mu_{qd}^* = \mu_q - j\mu_d$ , respectivamente. Considerando estas relaciones, el término a la izquierda de la igualdad en (A.22) puede reescribirse de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{qd}^T \mu_{qd} = \frac{\mu_{qd} \mathbf{v}_{qd}^* + \mu_{qd}^* \mathbf{v}_{qd}}{2}. \quad (\text{A.23})$$

Ahora, las tensiones en componentes de secuencias dadas por (2.76) pueden reemplazarse en (A.23) de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{qd}^T \mu_{qd} = \frac{1}{2} \mu_{qd} \left( \tilde{V}_{sp} e^{j\omega_e t} + \tilde{V}_{sn}^* e^{-j\omega_e t} \right)^* + \frac{1}{2} \mu_{qd}^* \left( \tilde{V}_{sp} e^{j\omega_e t} + \tilde{V}_{sn}^* e^{-j\omega_e t} \right) \quad (\text{A.24})$$

Teniendo en cuenta las propiedades de los números complejos, la expresión (A.24) puede reescribirse como:

$$\mathbf{v}_{qd}^T \mu_{qd} = \frac{1}{2} \left( \mu_{qd}^* \tilde{V}_{sp} + \mu_{qd} \tilde{V}_{sn} \right) e^{j\omega_e t} + \frac{1}{2} \left( \mu_{qd} \tilde{V}_{sp}^* + \mu_{qd}^* \tilde{V}_{sn}^* \right) e^{-j\omega_e t}. \quad (\text{A.25})$$

Finalmente, reemplazando las soluciones (A.20) y (A.25) en (A.22), la expresión final para el circuito eléctrico adicional presentada en (2.84) viene dada por:

$$\mu_{qd}^* \tilde{V}_{sp} + \mu_{qd} \tilde{V}_{sn} = (r_{sf} + j\omega_e L_{lsf}) \tilde{I}_f + r_f \tilde{I}_f. \quad (\text{A.26})$$





## Apéndice B

# Desarrollo analítico del modelo con bobinados seccionados

En el presente Apéndice se desarrollan las ecuaciones correspondientes al modelo con avería propuesto en el Capítulo 4. Las hipótesis simplificadoras asumidas para el desarrollo del modelo de la MSIP con bobinados de fase seccionados son análogas a las presentadas en el Capítulo 2 para el modelo de fase completo. A continuación se describen de manera resumida las ecuaciones dinámicas planteadas y una propuesta para obtener las inductancias del modelo propuesto.

### B.1. Determinación del modelo con avería en la fase $a$

Las ecuaciones dinámicas para la MSIP con semi-bobinados incluyendo un CCEE se determinan aplicando la segunda Ley de Kirchhoff al bobinado de la fase  $a$  de acuerdo con la configuración eléctrica presentada en la Fig. 4.2 de la Sección 4.2 en el Capítulo 4. Para comenzar, se realiza la sumatoria de tensiones para los bobinados de fase, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_{a,1} &= (1 - \mu) \frac{r_s}{2} i_a + \mu \frac{r_s}{2} (i_a - i_f) + (1 - \mu) \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} i_a + \mu \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} (i_a - i_f) + \\ &\quad + M_{1,2} \frac{d}{dt} i_a - M_{1,b} \frac{d}{dt} i_b - M_{1,c} \frac{d}{dt} i_c. \\ &= \frac{r_s}{2} i_a - \mu \frac{r_s}{2} i_f + \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} i_a + M_{1,2} \frac{d}{dt} i_a - \mu \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} i_f - M_{1,b} \frac{d}{dt} i_b - M_{1,c} \frac{d}{dt} i_c. \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

$$v_{a,2} = \frac{r_s}{2} i_a + \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} i_a + M_{2,1} \frac{d}{dt} i_a - \mu M_{2,1} \frac{d}{dt} i_f - M_{2,b} \frac{d}{dt} i_b - M_{2,c} \frac{d}{dt} i_c. \quad (\text{B.2})$$

donde,  $L_s$ , corresponde a la inductancia propia del bobinado completo. Los acoplamientos entre semi-bobinados sin falla de una misma fase se caracterizan por  $M_{1,2} = M_{2,1}$ . Además,  $M_{1,b}$ ,  $M_{2,b}$ ,  $M_{1,c}$  y  $M_{2,c}$  representan los acoplamientos entre los semi-bobinado de la fase  $a$  con los semi-bobinados de la fase  $b$  y la  $c$ , respectivamente. En un sistema de bobinados trifásicos simétricos, las inductancias propias del bobinado se definen por  $L_s = L_{ls} + L_M$ , mientras que las inductancias mutuas vienen dadas por  $M = \frac{1}{2}L_M$ , [66].

Considerando que la fase  $b$  y la  $c$  también se conforman por semi-bobinados conectados en serie, las ecuaciones dinámicas de ambas fases vienen dadas por:

$$v_{b,1} = \frac{r_s}{2}i_b + \frac{L_s}{2}\frac{d}{dt}i_b + M_{1,2}\frac{d}{dt}i_b + \mu M_{1,b}\frac{d}{dt}i_f - M_{1,a}\frac{d}{dt}i_a - M_{1,c}\frac{d}{dt}i_c. \quad (\text{B.3})$$

$$v_{b,2} = \frac{r_s}{2}i_b + \frac{L_s}{2}\frac{d}{dt}i_b + M_{2,1}\frac{d}{dt}i_b + \mu M_{2,b}\frac{d}{dt}i_f - M_{2,a}\frac{d}{dt}i_a - M_{2,c}\frac{d}{dt}i_c. \quad (\text{B.4})$$

$$v_{c,1} = \frac{r_s}{2}i_c + \frac{L_s}{2}\frac{d}{dt}i_c + M_{1,2}\frac{d}{dt}i_c + \mu M_{1,c}\frac{d}{dt}i_f - M_{1,a}\frac{d}{dt}i_a - M_{1,b}\frac{d}{dt}i_b. \quad (\text{B.5})$$

$$v_{c,2} = \frac{r_s}{2}i_c + \frac{L_s}{2}\frac{d}{dt}i_c + M_{2,1}\frac{d}{dt}i_c + \mu M_{2,c}\frac{d}{dt}i_f - M_{2,a}\frac{d}{dt}i_a - M_{2,b}\frac{d}{dt}i_b. \quad (\text{B.6})$$

Notar que la avería en el semi-bobinados de la fase  $a$  considerada en (B.1) se acopla en los semi-bobinados de las fases  $b$  y la  $c$  mediante  $\mu M$  debido a la corriente de falla,  $i_f$ .

Finalmente, se plantea la sumatoria de potencial eléctrico para el circuito adicional de la avería de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} 0 &= r_f i_f - \mu \frac{r_s}{2} (i_a - i_f) - \mu \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} (i_a - i_f) - \mu N_{1,2} \frac{d}{dt} i_a - \mu M_{1,b} \frac{d}{dt} i_b - \mu M_{1,c} \frac{d}{dt} i_c. \\ &= -\mu \frac{r_s}{2} i_a + \left( \mu \frac{r_s}{2} + r_f \right) i_f - \mu \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} i_a + \mu \frac{L_s}{2} \frac{d}{dt} i_f - \mu N_{1,2} \frac{d}{dt} i_a - \mu M_{1,b} \frac{d}{dt} i_b - \mu M_{1,c} \frac{d}{dt} i_c. \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

A partir de las ecuaciones obtenidas en (B.1)–(B.7) se deriva el modelo dinámico con avería representado en forma matricial en la Sección 4.2.2 del Capítulo 4.

## B.2. Cálculo de las inductancias

Para el cálculo de las inductancias propias y mutuas se utiliza la siguiente expresión [66]:

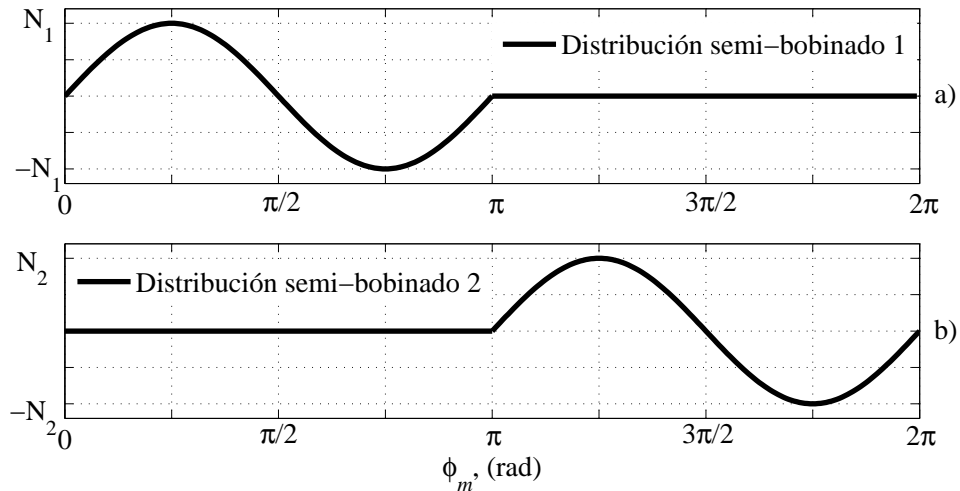
$$L_{xy} = \mu_0 r_g l \int_0^{2\pi} \frac{w_x(\phi_m) w_y(\phi_m)}{g(\phi_m)} d\phi_m, \quad (\text{B.8})$$

donde,  $w_x$  y  $w_y$ , corresponden a las funciones de bobinado de las fases  $x$  e  $y$ , respectivamente. El valor,  $g$ , es la longitud del entrehierro en función del ángulo  $\phi_m$ . El radio, la longitud axial de la máquina y la permeabilidad del vacío se definen por  $r_g$ ,  $l$  y  $\mu_0$ , respectivamente.

En particular, la inductancia mutua,  $L_{ab}$ , correspondiente a la bobina  $a$  debida a una corriente  $i_b$  que circula por el bobinado  $b$ , se calcula mediante la siguiente expresión:

$$L_{ab} = \mu_0 r_g l \int_0^{2\pi} \frac{w_a(\phi_m) w_b(\phi_m)}{g(\phi_m)} d\phi_m, \quad (\text{B.9})$$

A modo de ejemplo en la Fig. B.1 se muestra la distribución de los semi-bobinados que conforman una fase. Notar que las distribuciones se desplazan en  $\phi_m$  rad., de acuerdo con la disposición del semi-bobinado en el estátor de la MSIP. Teniendo en cuenta (B.8) y considerando similares distribuciones de bobinados para las fases restantes, en la siguiente sección se calculan las inductancias propias y mutuas de la MSIP.



**Figura B.1:** Distribución de los semi-bobinados de una fase.

## B.2.1. Inductancias entre semi-bobinados de una misma fase

### B.2.1.1. Inductancias propias

$$L_{(N_1 N_1)} = k \int_0^{\pi} N_1 \cos(2\phi_m) \cdot N_1 \cos(2\phi_m) \cdot d\phi_m = (N_1)^2 k \frac{\pi}{2}. \quad (\text{B.10})$$

$$L_{(N_2 N_2)} = k \int_{\pi}^{2\pi} N_2 \cos(2\phi_m) \cdot N_2 \cos(2\phi_m) \cdot d\phi_m = (N_2)^2 k \frac{\pi}{2}. \quad (\text{B.11})$$

donde,  $k = \frac{\mu_0 r_g l}{g}$  con  $g$  considerado como una magnitud constante. Dado que los semi-bobinados contienen igual cantidad de espiras se cumple que  $N_s = N_1 + N_2$  con  $N_1 = N_2$ . Por lo tanto, las inductancias propias de cada fase se obtienen como:  $L_s = L_{(N_1 N_1)} + L_{(N_2 N_2)}$ . De esta manera, las inductancias propias de los semi-bobinados serán iguales a:  $\frac{1}{2} L_s$ .

### B.2.1.2. Inductancias mutuas

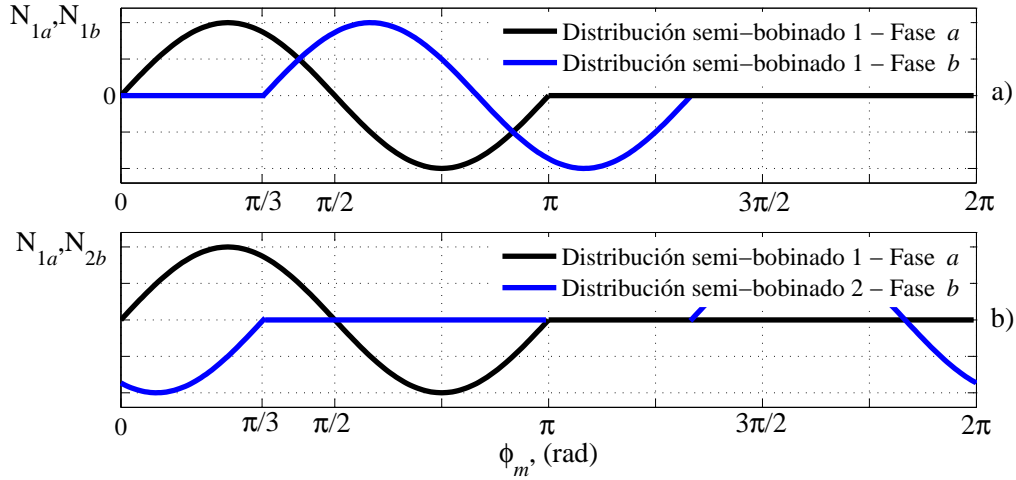
Las inductancias mutuas entre los semi-bobinados de una fase son nulas. Esto se puede determinar reemplazando en (B.8) las distribuciones de los semi-bobinados:

$$L_{(N_1 N_2)} = k \int_0^{\pi} N_1 \cos(2\phi_m) \cdot 0 \cdot d\phi_m = 0. \quad (\text{B.12})$$

$$L_{(N_2 N_1)} = k \int_{\pi}^{2\pi} 0 \cdot N_2 \cos(2\phi_m) \cdot d\phi_m = 0. \quad (\text{B.13})$$

## B.2.2. Inductancias entre semi-bobinados de fases distintas

El procedimiento para calcular las inductancias entre semi-bobinados de fases diferentes se realiza a partir de las distribuciones mostradas en la Fig. B.2 y la Fig. B.3. En la Fig. B.2 se muestra la distribución de uno de los semi-bobinado de la fase  $a$  (Distribución semi-bobinado 1) y las distribuciones de ambos semi-bobinados correspondientes a la fase  $b$ . De manera similar, la Fig. B.3 muestra la distribución del semi-bobinado restante de la fase  $a$  (Distribución semi-bobinado 2) superpuesta con la distribuciones de los semi-bobinados de la fase  $b$ .

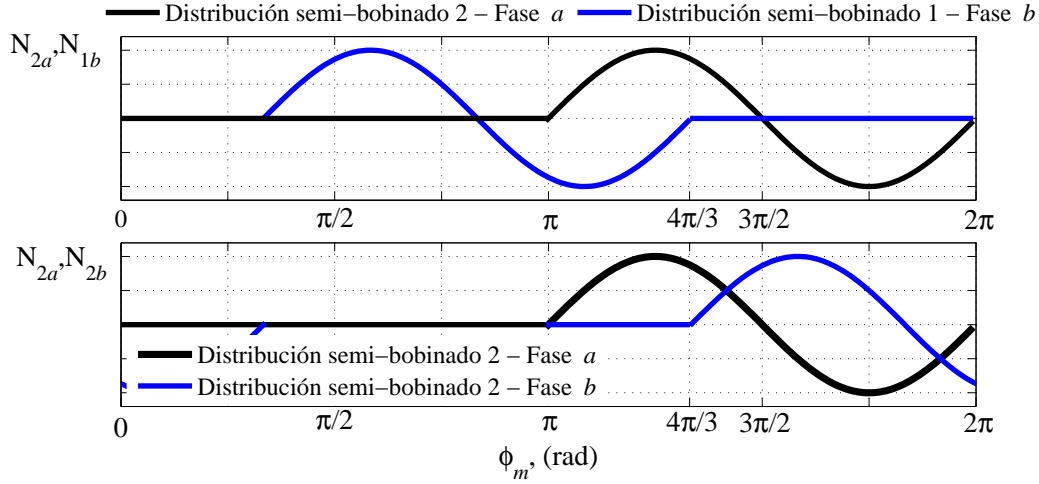


**Figura B.2:** Distribución de los semi-bobinados de fases diferentes. Distribución 1.

### B.2.2.1. Inductancias mutuas entre la fase $a$ y la fase $b$

Con el objetivo de diferenciar las distribuciones de los semi-bobinados que conforman las fases se mantiene la notación  $N_1$  y  $N_2$  en las ecuaciones planteadas a pesar de ser magnitudes iguales. Por lo tanto, considerando las distribuciones representadas en la Fig. B.2 y Fig. B.3, las inductancias mutuas (por ejemplo:  $N_{1,a}N_{1,b}$  entre el semi-bobinado 1 de la fase  $a$  y el semi-bobinado 2 de la fase  $b$ ) se obtienen de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 L_{(N_{1,a}N_{1,b})} &= k \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} N_1 \cos(2\phi_m) \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3}\right)\right] \cdot d\phi_m = (N_1 N_2) k \left(-\frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{8}\right), \\
 L_{(N_{1,a}N_{2,b})} &= k \int_0^{\frac{\pi}{3}} N_1 \cos(2\phi_m) \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3} + \pi\right)\right] \cdot d\phi_m = (N_1 N_2) k \left(\frac{\sqrt{3}}{8} - \frac{\pi}{12}\right), \\
 L_{(N_{2,a}N_{1,b})} &= k \int_{\pi}^{\frac{4\pi}{3}} N_1 \cos[2(\phi_m - \pi)] \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3}\right)\right] \cdot d\phi_m = (N_1 N_2) k \left(\frac{\sqrt{3}}{8} - \frac{\pi}{12}\right), \\
 L_{(N_{2,a}N_{2,b})} &= k \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} N_1 \cos[2(\phi_m - \pi)] \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3} + \pi\right)\right] \cdot d\phi_m = (N_1 N_2) k \left(-\frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{8}\right).
 \end{aligned}
 \tag{B.14}$$



**Figura B.3:** Distribución de los semi-bobinados de fases diferentes. Distribución 2.

### B.2.2.2. Inductancias mutuas entre la fase $a$ y la fase $c$

Las inductancias mutuas entre los semi-bobinado de la fase  $a$  con los semi-bobinados de la fase  $c$  se calculan de manera similar a la sección anterior. Dado que las distribuciones de los semi-bobinados son similares, a continuación, se presentan sólo las ecuaciones utilizadas para el calculo de dichas inductancias.

$$\begin{aligned}
 L_{(N_{1,a}N_{1,c})} &= k \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} N_1 \cos(2\phi_m) \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3}\right)\right] \cdot d\phi_m = kN_1N_2 \left(\frac{\sqrt{3}}{8} - \frac{\pi}{12}\right), \\
 L_{(N_{1,a}N_{2,c})} &= k \int_0^{\frac{2\pi}{3}} N_1 \cos(2\phi_m) \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3} + \pi\right)\right] \cdot d\phi_m = kN_1N_2 \left(-\frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{8}\right), \\
 L_{(N_{2,a}N_{1,c})} &= k \int_{\pi}^{\frac{10\pi}{6}} N_1 \cos[2(\phi_m - \pi)] \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3}\right)\right] \cdot d\phi_m = kN_1N_2 \left(-\frac{\pi}{6} - \frac{\sqrt{3}}{8}\right), \\
 L_{(N_{2,a}N_{2,c})} &= k \int_{\frac{10\pi}{6}}^{2\pi} N_1 \cos[2(\phi_m - \pi)] \cdot N_2 \cos\left[2\left(\phi_m - \frac{\pi}{3} + \pi\right)\right] \cdot d\phi_m = kN_1N_2 \left(\frac{\sqrt{3}}{8} - \frac{\pi}{12}\right).
 \end{aligned}
 \tag{B.15}$$

Las inductancias definidas en (B.10)–(B.15) corresponden a los parámetros contenidos en la 1<sup>era</sup> y 2<sup>da</sup> fila de la matriz inductancias (4.12), (desde la 1<sup>era</sup> hasta la 6<sup>ta</sup> columna). Para obtener las parámetros restantes (3<sup>era</sup> hasta 6<sup>da</sup> fila) relacionados con las fase  $b$  y la  $c$  se realiza un procedimiento similar al desarrollado en la presente sección.

### B.2.3. Inductancias entre los semi-bobinados y el circuito de falla

El procedimiento para calcular las inductancias entre el propio semi-bobinado afectado por el CCEE (semi-bobinado que conforma el circuito adicional de falla) con el semi-bobinados sin falla de la misma fase se realiza de la siguiente manera:

#### B.2.3.1. Inductancias propias

$$L_{(\mu N_1 N_1)} = k \int_0^{\pi} \mu N_1 \cos(2\phi_m) \cdot N_1 \cos(2\phi_m) \cdot d\phi_m = k \mu N_1^2 \frac{\pi}{2}. \quad (\text{B.16})$$

$$L_{(\mu N_1 \mu N_1)} = k \int_0^{\pi} \mu N_1 \cos(2\phi_m) \cdot \mu N_1 \cos(2\phi_m) \cdot d\phi_m = k \mu^2 N_1^2 \frac{\pi}{2}. \quad (\text{B.17})$$

donde, (B.16) representa la inductancia entre el semi-bobinado afectado con la fracción del propio semi-bobinado que representa la avería (1<sup>era</sup> fila – 7<sup>ta</sup> columna). Por otro lado, (B.17) representa la inductancia propia de la fracción del semi-bobinado con el CCEE (7<sup>era</sup> fila – 7<sup>ta</sup> columna).

#### B.2.3.2. Inductancias mutuas entre semi-bobinados

$$L_{(\mu N_1 N_2)} = k \int_0^{\pi} 0 \cdot N_2 \cos[2(\phi_m - \pi)] \cdot d\phi_m = 0. \quad (\text{B.18})$$

$$L_{(N_2 \mu N_1)} = k \int_{\pi}^{2\pi} \mu N_1 \cos(2\phi_m) \cdot 0 \cdot d\phi_m = 0. \quad (\text{B.19})$$

Para completar el modelo las inductancias mutuas que involucran el semi-bobinado con la avería con el resto de las fases se formulan de manera similar que las expresiones desarrolladas en las secciones (B.2.2.1) y (B.2.2.2).





# Apéndice C

## Prototipos implementados

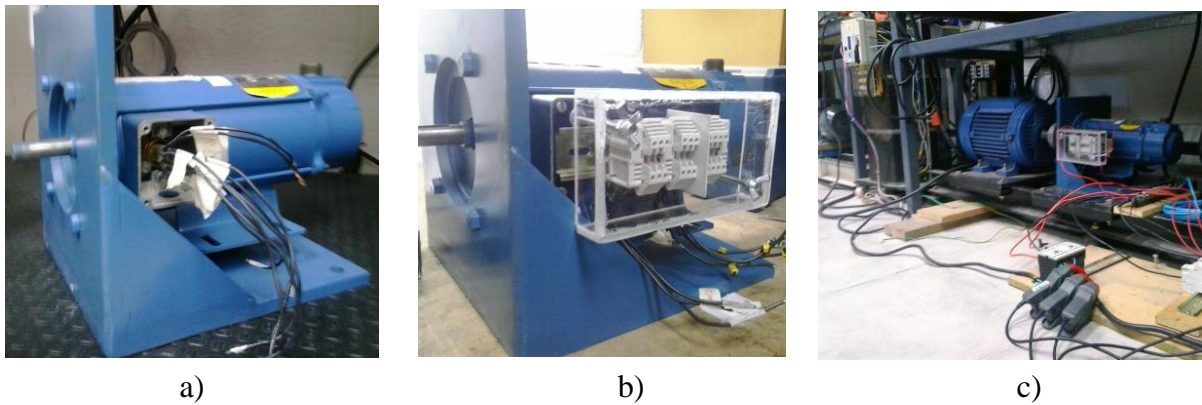
En este apéndice se describen los prototipos de Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes MSIP<sub>1</sub> y MSIP<sub>2</sub> construidos en el laboratorio del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA) de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC). Ambos prototipos fueron utilizados para validar el modelo dinámico con averías propuesto en el Capítulo 2 y, a su vez, llevar a cabo la implementación de las Estrategias de Diagnóstico del Capítulo 3 y el Capítulo 4 propuestas en esta Tesis. También se describe el banco de ensayos con el cual se obtuvieron los resultados experimentales. A continuación se detallan los prototipos experimentales desarrollados.

### C.1. Prototipos de MSIP construidos

#### C.1.1. Prototipo MSIP<sub>1</sub>

Para la construcción del prototipo se modificó completamente el bobinado de estátor de una MSIP trifásica estándar con el fin de generar distintas condiciones de fallas. En la Fig. C.1 se muestran algunas imágenes de la MSIP utilizada. En la Fig. C.1 a) se aprecia el paquete de conductores extraídos hacia el exterior del estátor. En la Fig. C.1 b) se muestra un detalle de la bornera implementada en donde se disponen las conexiones adicionales para ser manipuladas con mayor facilidad durante los ensayos experimentales. Las pruebas de laboratorio iniciales se llevaron a cabo sobre un banco de ensayos implementado en el GEA y mostrado en la Fig. C.1 c).

Con el objetivo de identificar la distribución de conductores que conforman una fase, se inyectó una corriente continua desde los terminales de un bobinado arbitrario. De esta forma, la



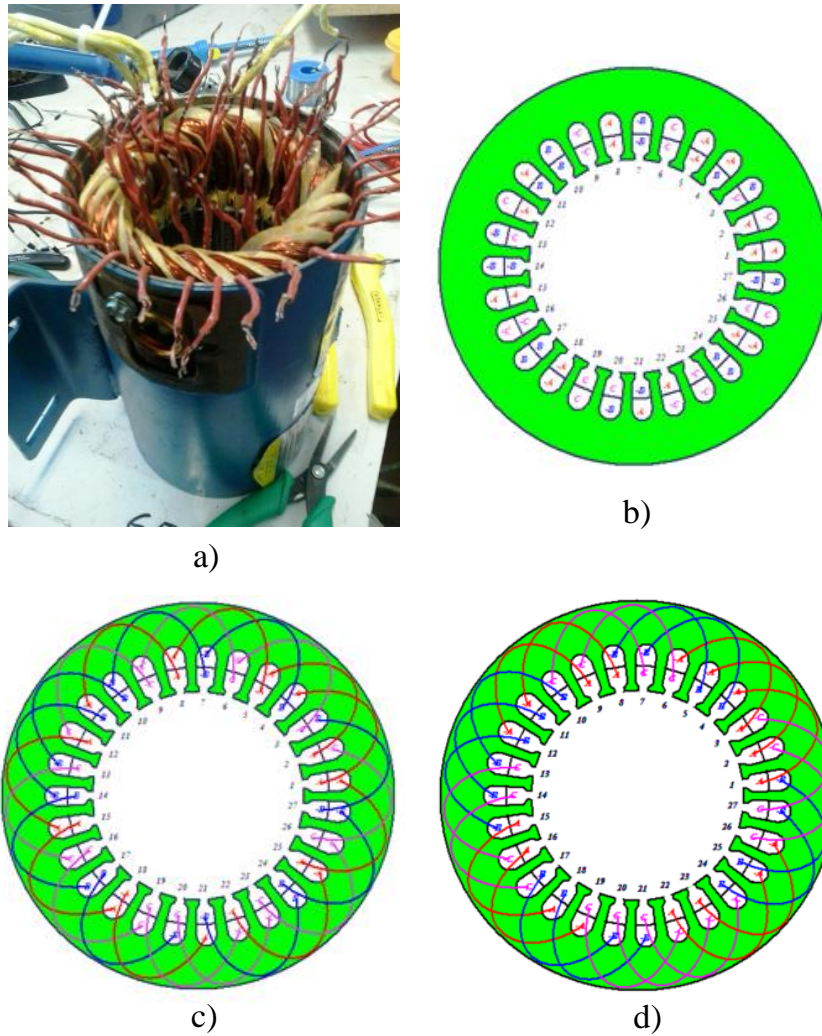
**Figura C.1:** MSIP utilizada. a) Conductores accesibles. b) Detalle de la bornera implementada con las salidas de los bobinados de fase. c) Primer banco de ensayos construido en laboratorio.

temperatura del bobinado se eleva debido a la corriente que circula por los conductores, permitiendo visualizar la distribución dentro de las ranuras del estátor por medio de una cámara termográfica Fluke Serie Ti-10. Una vez determinada la distribución de los conductores, se estudiaron los esquemas de conexión de bobinados relacionados con las características constructivas identificadas en la máquina. En la Fig. C.2 a) se muestran los conductores correspondientes a los extremos de cada grupo de bobinas que conforma una de las fases. En la Fig. C.2 b) se presenta la caracterización del bobinado alojado en las 27 ranuras de estátor.

Conforme a la cantidad de ranuras determinadas, se propusieron dos posibles configuraciones de bobinados. Las opciones obtenidas se muestran en la Fig. C.2 c) y la Fig. C.2 d). Finalmente, en la Fig. C.3 se muestra un esquema de la distribución de bobinados para la fase *a*.

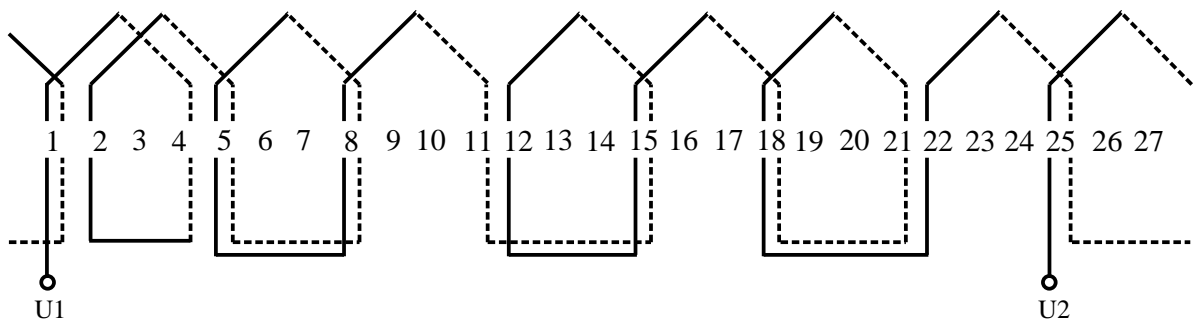
Durante el proceso de rebobinado se dejaron accesibles los terminales de la 1<sup>era</sup>, 3<sup>era</sup>, 5<sup>ta</sup> y 10<sup>ma</sup> espiras de una bobina de fase, lo cual permitió ajustar la severidad de cortocircuitos entre un 0,4 % y un 4 % aproximadamente respecto del total de espiras que conforma un bobinado de fase completo. Estas conexiones adicionales llegan hasta un tablero de mando para facilitar el control y disminuir los riesgos de accidentes eléctricos durante los ensayos bajo condiciones de falla. En la Fig. C.4 se muestra un esquema de la distribución trifásica del bobinado de estátor (*arriba*). En detalle, se presentan las conexiones de las espiras ( $U_{1-1}$ ,  $U_{1-3}$ ,  $U_{1-5}$  y  $U_{1-10}$ ) extraídas desde una bobina que conforma la fase U (*abajo*).

En la Fig. C.5 se muestran las imágenes termográficas obtenidas para el bobinado modificado. En este caso, los grupos de bobinas que conforman la fase *a* (8 grupos en total) pueden ser claramente visibles (*izquierda*). En la misma figura (*derecha*) se puede diferenciar la eleva-

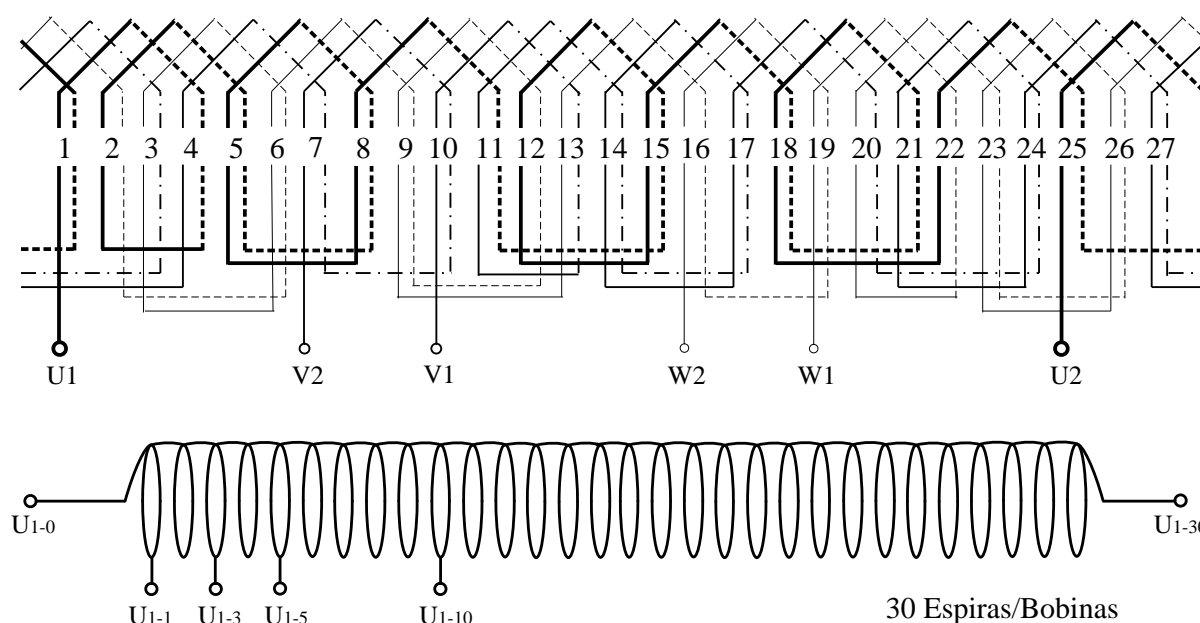


**Figura C.2:** a) Bobinado de la MSIP. b) Identificación de las 27 ranuras de estátor. c) Propuesta esquema de bobinado 1. d) Propuesta esquema de bobinado 2.

da temperatura que alcanza el conjunto de las espiras dañadas cuando se inyecta una corriente continua desde los terminales adicionales.



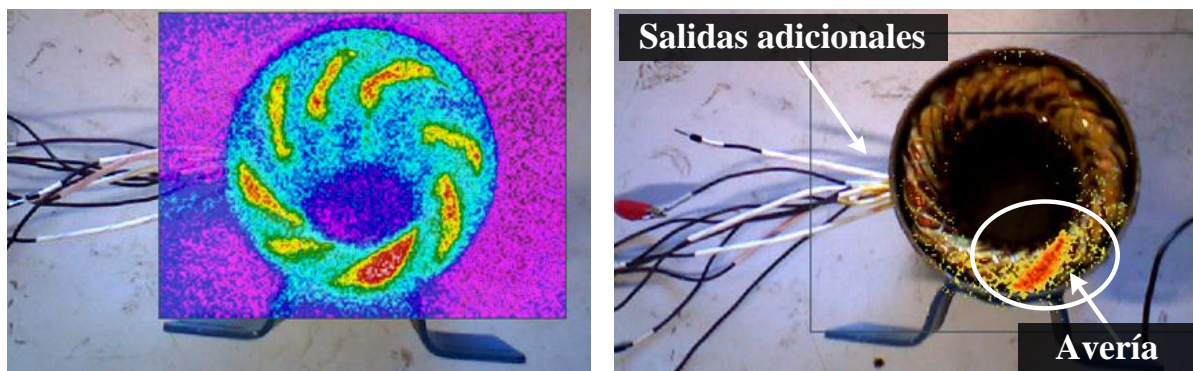
**Figura C.3:** Distribución del bobinado para la fase *a*.



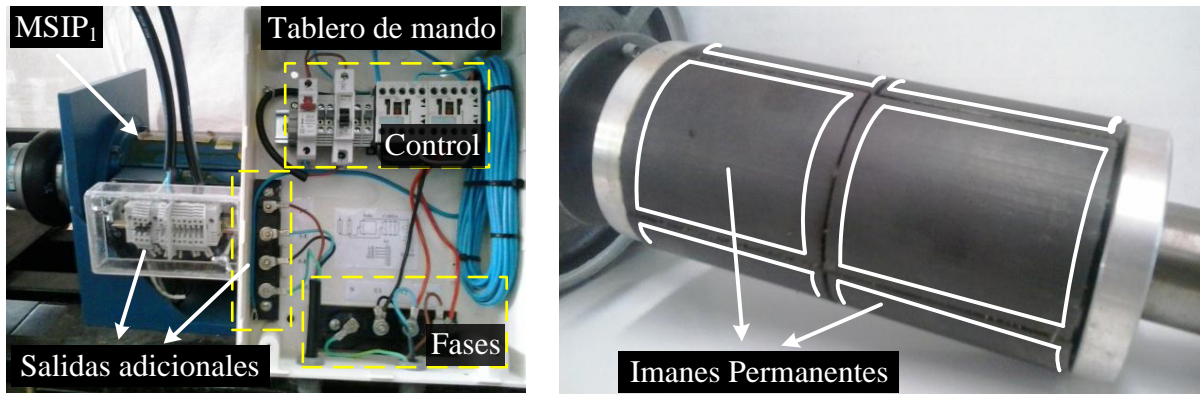
**Figura C.4:** Distribución del bobinado en las 27 ranuras del estátor (*arriba*). Detalle de las conexiones adicionales en una de las bobinas de la fase *a*, (Bobina  $U_{1-30}$ ). (*abajo*)

Por otro lado, en la Fig. C.6, se muestra una imagen del prototipo MSIP<sub>1</sub> (*izquierda*) y el rotor de 8 polos de imanes permanentes montados sobre la superficie (*derecha*). Aquí, se puede apreciar el tablero de mando en donde se configura la severidad del cortocircuito y se adquieren las variables eléctricas mediante los instrumentos de medición.

Las características eléctricas del bobinado del estátor y los parámetros del prototipo MSIP<sub>1</sub> se presentan en la Tabla C.1.



**Figura C.5:** Termografía del bobinado. Distribución del bobinado modificado de la fase *a* (*izquierda*). Identificación de las espigas en cortocircuito (*derecha*).



**Figura C.6:** Prototipo experimental MSIP<sub>1</sub> (izquierda). Rotor de imanes permanentes (derecha).

Tabla C.1: Características del prototipo MSIP<sub>1</sub>

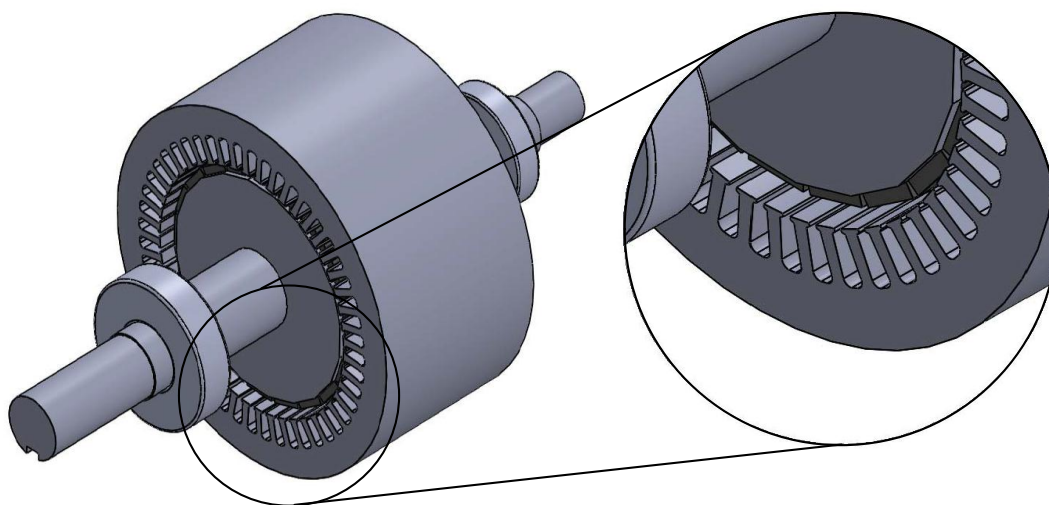
3/4 HP	300 V	2.7 A	2000 rpm
$\overline{L}_q$	20 mH	$\overline{L}_d$	20 mH
$r_s$	3.15 $\Omega$	$k_E$	0.17 Wb
Conexión Bobinas	Serie	Polos	8
Espiras/Bobina	30	Espiras/Fase	270

### C.1.2. Prototipo MSIP<sub>2</sub>

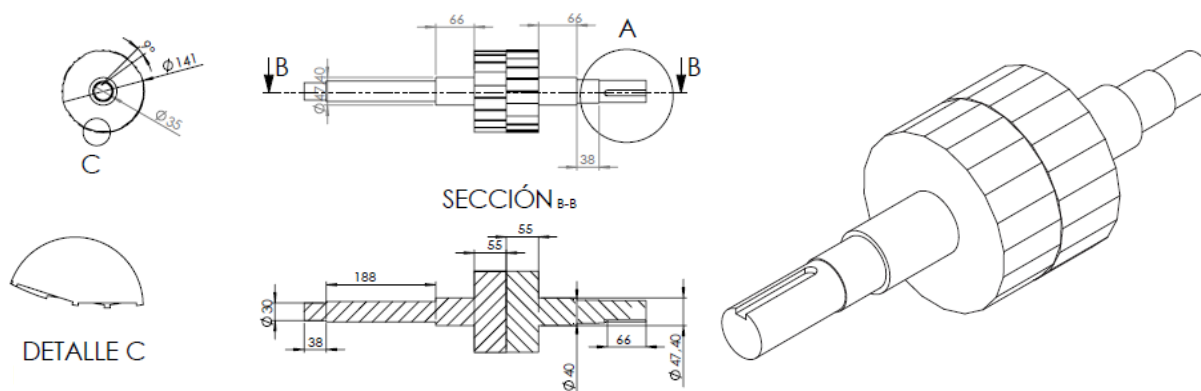
Dado que el laboratorio del GEA-UNRC cuenta con una Máquina de Inducción (MI) trifásica con el bobinado de estátor modificado, se reemplazó el rotor jaula de ardilla original por un nuevo rotor de similares dimensiones pero de imanes permanentes. El rotor fue diseñado y construido, exclusivamente, para soportar treinta y dos (32) imanes permanentes de NdFeB adheridos superficialmente sobre las cuatro (4) caras ranuradas simétricamente distribuidas que, posteriormente, formarán los polos magnéticos de la máquina (ocho 8 imanes por polo).

Un esquemático del diseño del rotor dentro de la estructura del estátor se muestra en la Fig. C.7. Los detalles constructivos para el mecanizado del rotor se muestran en la Fig. C.8. Finalmente, el rotor terminado se presenta en la Fig. C.9 (izquierda). El ranurado de las caras polares se diseñó para brindar mayor rigidez mecánica en la sujeción de los imanes permanentes. En la misma figura (derecha), se muestran los bloques de imanes de NdFeB dispuestos sobre una de las caras para su posterior adhesión.





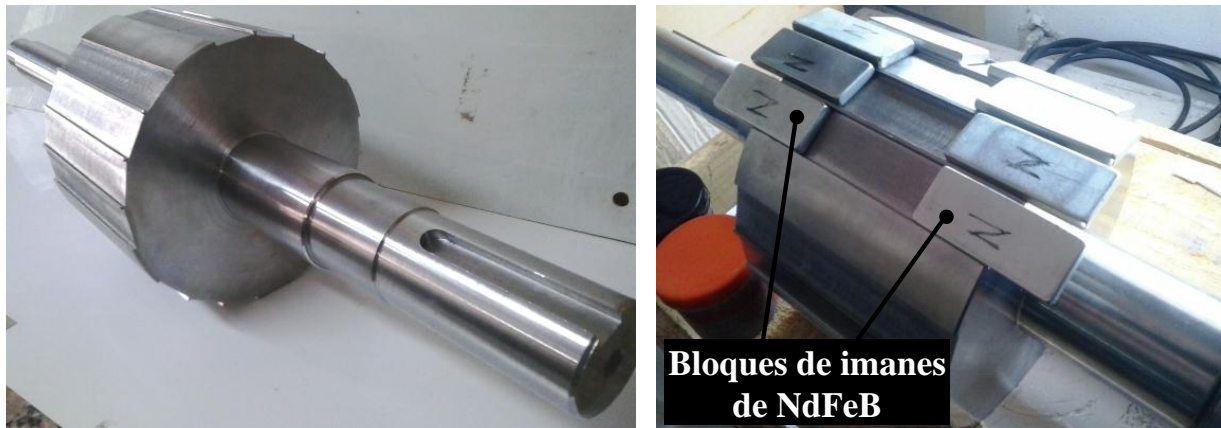
**Figura C.7:** Diseño del rotor de imanes permanentes.



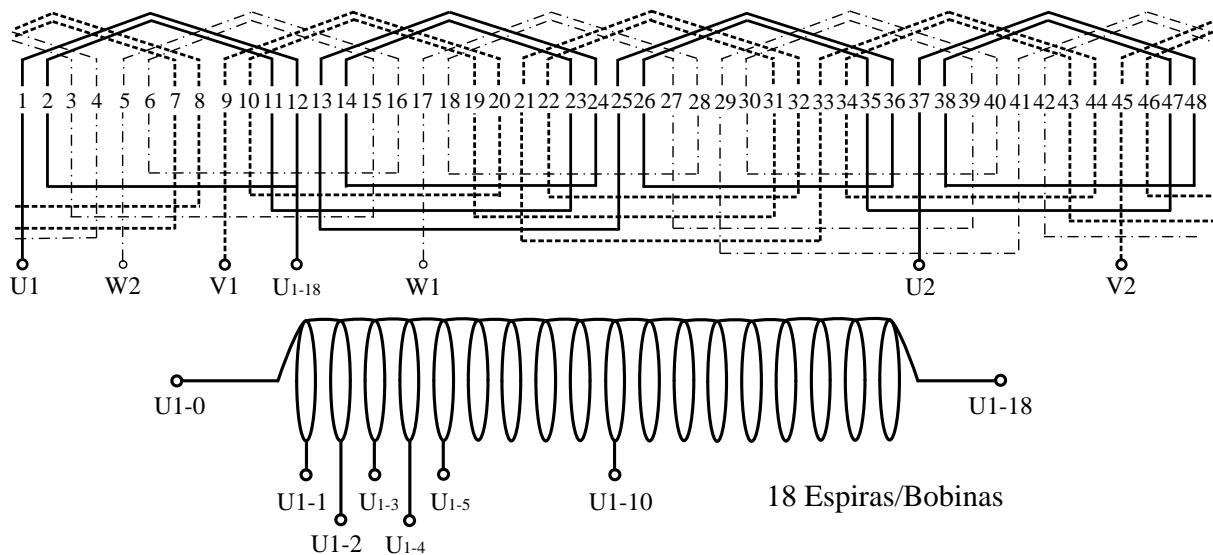
**Figura C.8:** Características constructivas del rotor diseñado.

En la Fig. C.10 se muestra el esquema de la distribución del bobinado de estátor de la máquina utilizada (*arriba*). El bobinado de estátor de la MI cuenta con los extremos de cada grupo de bobinas que conforma las fases accesibles desde un tablero (8 en total). A su vez, desde un grupo de bobinas se derivaron salidas adicionales en la 1<sup>era</sup>, 2<sup>da</sup>, 3<sup>era</sup>, 4<sup>ta</sup>, 5<sup>ta</sup> y 10<sup>ma</sup> espiras. De esta forma, las severidades de los cortocircuitos pueden ajustarse entre un 0, 7 % y un 7 %, respecto al total de espiras del bobinado de fase. En la misma figura (*abajo*), se muestran en detalle las conexiones de las espiras extraídas desde una bobina de la fase U, ( $U_{1-1}$ ,  $U_{1-2}$ ,  $U_{1-3}$ ,  $U_{1-4}$ ,  $U_{1-5}$  y  $U_{1-10}$ ).

Por último, en la Fig. C.11 se muestran los terminales adicionales dispuestos sobre una bornera (*izquierda*). Aquí, se pueden apreciar las conexiones entre los extremos de las bobinas de las fases *a*, *b* y *c* y, además, los terminales correspondientes a las espiras extraídas (salidas adi-



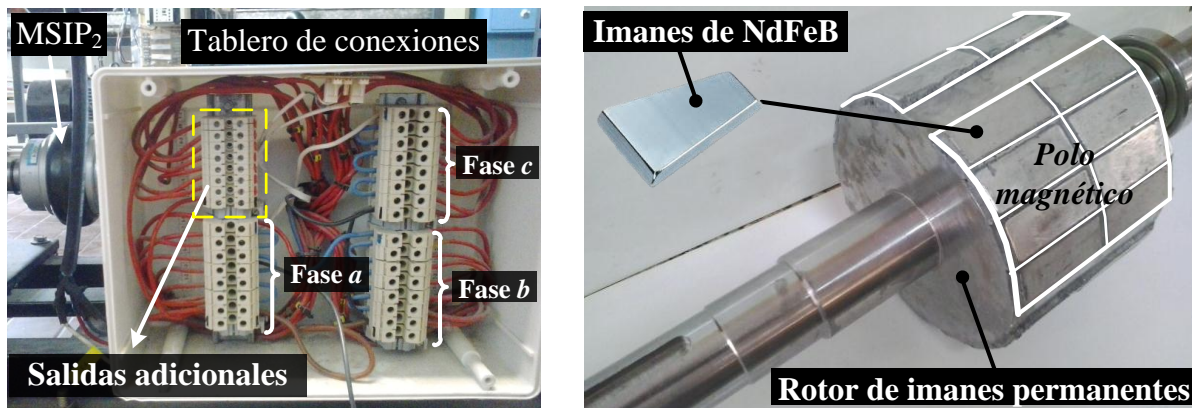
**Figura C.9:** Rotor mecanizado (*izquierda*). Bloques de imanes que conforman los polos de la máquina (*derecha*).



**Figura C.10:** Distribución del bobinado en las 48 ranuras del estátor (*arriba*). Detalle de las conexiones adicionales en una de las bobinas de la fase *a*, (Bobina  $U_{1-18}$ ) (*abajo*).

cionales) destinadas para generar los CCEE. En la misma figura (*derecha*), se puede apreciar el rotor de imanes permanentes totalmente culminado.

Las características eléctricas del bobinado de estátor y los parámetros del prototipo de MSIP<sub>2</sub> se presentan en la Tabla C.2.



**Figura C.11:** Prototipo experimental MSIP<sub>2</sub> (izquierda). Rotor de imanes permanentes de NdFeB (derecha).

Tabla C.2: Características del prototipo MSIP<sub>2</sub>

11.8 A	380 V	1500 rpm	4 Polos
$\overline{L}_q$	2,5 mH	$\overline{L}_d$	2.5 mH
$r_s$	0.8 $\Omega$	$k_E$	0.78 Wb
Conexión Bobinas	Serie	Bobinas/Fase	8
Espiras/Bobina	18	Espiras/Fase	144

## C.2. Banco de ensayos

El banco de ensayos sobre el cual se llevaron a cabo la totalidad de las experiencias en laboratorio se compone de las siguientes partes: (i) un inversor comercial fuente de tensión configurado en control de velocidad; (ii) un motor de inducción trifásico empleado como máquina impulsora accionado por el inversor; (iii) un prototipo de MSIP acoplado directamente al eje del motor.

En la Fig. C.12 se muestra el sistema de inversores comerciales utilizados en los ensayos. La referencia de velocidad para el inversor puede modificarse desde una PC utilizando el software dedicado de este accionamiento a través de un puerto de comunicación serie RS-232. El preciso control de velocidad sobre el eje de la máquina impulsora permitió comparar y, de esta forma validar, la velocidad angular estimada a partir de las tensiones medidas y empleada en las estrategias de diagnóstico propuestas en los trabajos [84, 86]. Por otro lado, en la misma figura (derecha) se muestra la bancada rígida sobre la cual se encuentran un tablero de mando para facilitar la configuración de los ensayos bajo condiciones de falla, el sistema de medición y registro





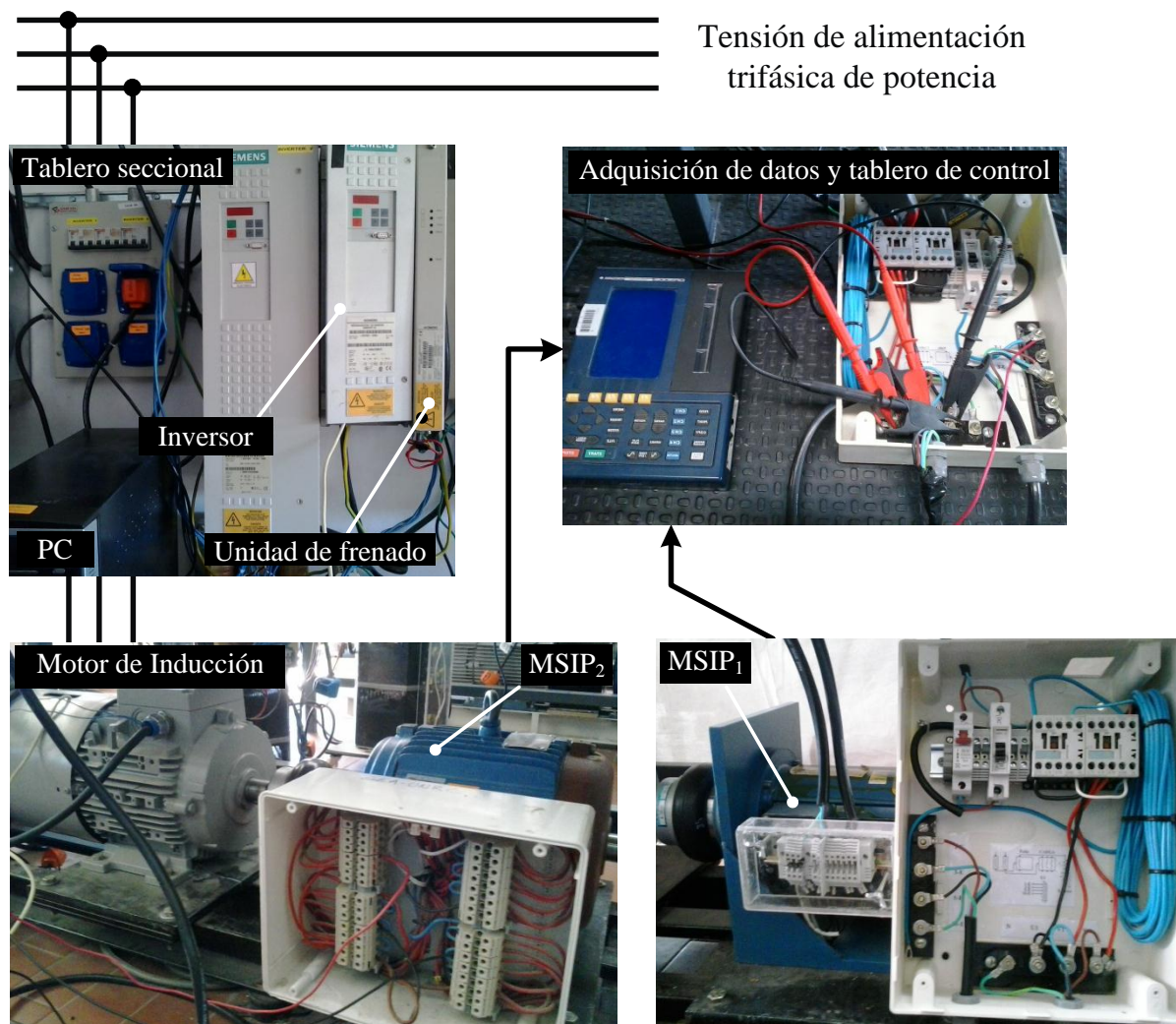
**Figura C.12:** Sistema de inversores para el control del funcionamiento de la MSIP (*izquierda*). Banco de ensayos definitivo implementado en el laboratorio (*derecha*).

de variables eléctricas y el sistema motor–generador compuesto por la máquina impulsora y el prototipo de MSIP.

En la Fig. C.13 se muestra una imagen del banco de ensayos terminado. Cabe señalar que el banco implementado cuenta con las protecciones eléctricas adecuadas tanto para el circuito de potencia como para el de control de señal, minimizando los riesgos de accidentes eléctricos y otorgando seguridad física al usuario del equipamiento.

Para la medición de las corrientes de fase y la corriente de falla se utilizaron sensores aislados de efecto Hall y puntas de corrientes Fluke i200s. Las tensiones de fases y de líneas se midieron utilizando puntas diferenciales de tensión Agilent N2772A. En la totalidad de los ensayos realizados las variables eléctricas fueron adquiridas mediante un registrador oscilográfico marca Yokogawa OR300E de 4 canales A/D aislados de 11-bits y configurado con frecuencia de muestreo de  $f_s = 8 \text{ kS/s}$  con ventanas de adquisición entre 4 s y 8 s.

Es importante tener en cuenta que existen resistencias de contacto entre los distintos componentes del circuito físico real. La magnitud de este parámetro característico es predominante al momento de calcular la corriente de falla por medio de las simulaciones numéricas del modelo analítico con avería propuesto en [81]. Por lo tanto, para minimizar errores de aproximación numérica, el valor de la resistencia de contacto y de las resistencias de los bobinados de estátor fueron determinados utilizando un multímetro de banco marca Agilent 34401 empleando el método de conexión de 4 hilos, indicado para calcular valores precisos de resistencias.



**Figura C.13:** Banco de ensayos implementado.